

VŠB – Technická univerzita Ostrava  
Fakulta elektrotechniky a informatiky

## DIPLOMOVÁ PRÁCE

2021

Martin Deutschl

# **Návrh a realizace výkonového operačního zesilovače**

Design and Implementation of Power Operational Amplifier

**Martin Deutschl**

Diplomová práce

Vedoucí práce: Ing. Václav Sládeček, Ph.D.

Ostrava, 2021

## Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Václavovi Sládečkovi, Ph.D. za odbornou pomoc a konzultaci při tvorbě této diplomové práce.

## Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a realizací výkonového operačního zesilovače složeného z diskretních součástek, který bude schopen pracovat od 0 Hz.

V teoretické části jsou popsány základní parametry výkonových operačních zesilovačů, třídy zesilovačů a jednotlivé části celého výkonového zesilovače včetně příkladu zapojení.

Praktická část obsahuje pak podrobný popis zapojení, výpočty a simulace potřebné pro realizaci zapojení. Dále je v této části uvedeno porovnání navrženého výkonového operačního zesilovače s integrovaným zesilovačem TDA1514A.

Výsledkem bude laboratorní přípravek na desce plošných spojů umístěný do přístrojové krabičky.

## Klíčová slova

Výkonový operační zesilovač, koncový stupeň, napěťový zesilovač, předzesilovač

## Abstract

The goal of this diploma thesis is to design and realise an operational power amplifier which consists of discrete electronic parts and whose low frequency limit is 0 Hz.

Theoretical introduction of this thesis contains basic parameters of operational power amplifiers, amplifier classes, and parts of power amplifiers including examples.

Practical part contains detailed description of designed electrical circuit, calculations and simulations needed for realisation. The comparison between designed power operation amplifier and integrated power amplifier TDA1514A is also included.

The output of this thesis is a laboratory test circuit placed into a box.

## Keywords

Operational power amplifier, power amplifier, voltage amplifier, pre-amplifier

# Obsah

1. Parametry výkonových operačních zesilovačů .....	13
1.1. Rozsah napájecího napětí - $\pm U_{cc}$ [V] .....	13
1.2. Klidový napájecí proud – $I_{cc}$ [mA] .....	13
1.3. Výstupní výkon – $P_o$ [W] .....	13
1.4. Šířka přenášeného pásma (frekvenční rozsah) [Hz] .....	14
1.5. Nelineární zkreslení THD [%] .....	14
1.6. Vstupní citlivost [mV] .....	16
1.7. Vstupní impedance $Z_{in}$ [ $\Omega$ ] .....	16
1.8. Výstupní a zatěžovací impedance $Z_{out}$ [ $\Omega$ ] .....	16
1.9. Zesílení [dB] .....	17
1.10. Výstupní šumové napětí [mV], odstup signál/šum [dB] .....	18
1.11. Rychlost přeběhu SR [V/ $\mu$ s] .....	18
2. Základní zapojení jednostupňových zesilovačů .....	19
2.1. Zapojení se společným emitorem .....	19
2.2. Zapojení se společnou bází .....	20
2.3. Zapojení se společným kolektorem .....	20
3. Zpětná vazba v zesilovačích .....	21
3.1. Paralelní napěťová zpětná vazba .....	22
3.2. Sériová proudová zpětná vazba .....	23
3.3. Sériová napěťová zpětná vazba .....	24
3.4. Paralelní proudová zpětná vazba .....	25
3.5. Kritérium stability .....	26
4. Architektura výkonového zesilovače .....	27
4.1. Vstupní (diferenciální) zesilovač .....	27
4.2. Rozkmitový stupeň (napěťový zesilovač) .....	28
4.3. Koncový stupeň (proudový zesilovač) .....	30
4.3.1. Koncový stupeň se symetrickým napájením .....	30
4.3.2. Koncový stupeň s nesymetrickým napájením .....	31
4.3.3. Koncový stupeň v Darlingtonově zapojení .....	31
4.3.4. Koncový stupeň v Darlingtonově zapojení s nastavením klidového proudu .....	32
4.3.5. Kvazikomplementární koncový stupeň .....	33
5. Návrh výkonového operačního zesilovače .....	35
5.1. Potřebné napájecí napětí .....	35
5.2. Výpočet stabilizátoru pro diferenciální zesilovač .....	36
5.3. Výběr tranzistorů pro napěťový zesilovač .....	36

5.4.	Výběr tranzistorů koncový stupeň .....	37
5.4.1.	Návrh chladiče koncových tranzistorů .....	37
5.5.	Výběr tranzistorů budícího stupně .....	39
5.6.	Stejnoseměrné vazby v zesilovači .....	40
6.	Popis schématu a simulace.....	43
6.1.	Popis funkce .....	43
6.2.	Simulace .....	45
6.2.1.	Časové průběhy zesilovače pro plné vybuzení .....	45
6.2.2.	Ověření funkce proudové pojistky .....	46
6.2.3.	Simulace obdélníkového průběhu a rychlosti přeběhu .....	47
7.	Měření a ověření vlastností realizovaného zesilovače.....	49
7.1.	Vybavení pro měření a testování zesilovače .....	49
7.2.	Časové průběhy .....	50
7.3.	Frekvenční charakteristiky .....	52
8.	Měření a ověření vlastností integrovaného obvodu TDA1514A.....	54
8.1.	Frekvenční charakteristiky .....	56
9.	Porovnání výsledků .....	58
10.	Závěr.....	59
11.	Použitá literatura .....	60
12.	Přílohy .....	62

## Seznam použitých symbolů a zkratek

$a_o$	napěťový zisk v otevřené smyčce zpětné vazby	[dB]
$a_u$	napěťový zisk	[dB]
$AVG$	střední hodnota signálu	
$B$	šířka pásma	[Hz]
$f_D$	dolní mezní frekvence	[Hz]
$f_H$	horní mezní frekvence	[Hz]
$I_{cc}$	napájecí proud	[A]
$P_o$	výstupní výkon	[W]
$P_{tot}$	celkový ztrátový výkon	[W]
$RMS$	efektivní hodnota signálu	[K/W]
$R_{thh-a}$	tepelný odpor mezi chladičem a okolím	[K/W]
$R_{thj-c}$	tepelný odpor mezi PN přechodem součástky a pouzdrem	[K/W]
$R_{thj-h}$	tepelný odpor mezi PN přechodem součástky a chladičem	[K/W]
$R_{ZV}$	zpětnovazební rezistor	
$SB$	zapojení tranzistorového zesilovače se společnou bází	
$SC$	zapojení tranzistorového zesilovače se společným kolektorem	
$SE$	zapojení tranzistorového zesilovače se společným emitorem	
$SNR$	odstup signál/šum	[dB]
$SR$	rychlost přeběhu	[V/ $\mu$ s]
$T_a$	teplota okolí	[°C]
$T_c$	teplota pouzdra součástky	[°C]
$T_h$	teplota chladiče	[°C]
$THD$	nelineární zkreslení	[%]
$T_j$	teplota PN přechodu součástky	[°C]
$U_{cc}$	napájecí napětí	[V]
$u_i$	vstupní citlivost	[V]
$u_{\xi}$	šumové napětí	[V]
$VAS$	voltage amplifier stage – napěťový zesilovač	
$Z_{in}$	vstupní impedance	[ $\Omega$ ]
$Z_{min}$	minimální zatěžovací impedance	[ $\Omega$ ]
$Z_{out}$	výstupní impedance	[ $\Omega$ ]



## Seznam ilustrací a seznam tabulek

- Obr. 1: Změřená výkonová amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače s vyznačenou dolní mezní frekvencí
- Obr. 2: Typický průběh zkreslení zesilovače v závislosti na frekvenci (zesilovač AZS 217)
- Obr. 3: Typický průběh modulu impedance reproduktorové soustavy v bassreflexové ozvučnici
- Obr. 4: Obvodové schéma zapojení tranzistorového zesilovače se společným emitorem
- Obr. 5: Obvodové schéma zapojení tranzistorového zesilovače v SB
- Obr. 6: Obvodové schéma zapojení tranzistorového zesilovače v SC
- Obr. 7: Základní zapojení operačního zesilovače se zpětnou vazbou
- Obr. 8: Blokové schéma zapojení paralelní napěťové zpětné vazby
- Obr. 9: Obvodové schéma jednostupňového tranzistorového zesilovače s paralelní napěťovou zpětnou vazbou
- Obr. 10: Blokové schéma zapojení sériové proudové zpětné vazby
- Obr. 11: Obvodové schéma jednostupňového tranzistorového zesilovače se sériovou proudovou zpětnou vazbou
- Obr. 12: Blokové schéma zapojení sériové napěťové zpětné vazby
- Obr. 13: Obvodové schéma dvoustupňového tranzistorového zesilovače se sériovou napěťovou zpětnou vazbou
- Obr. 14: Blokové schéma zapojení sériové proudové zpětné vazby
- Obr. 15: Obvodové schéma dvoustupňového tranzistorového zesilovače se sériovou proudovou zpětnou vazbou
- Obr. 16: Blokové schéma výkonového zesilovače
- Obr. 17: Obvodové schéma jednoduchého diferenciálního zesilovače
- Obr. 18: Obvodové schéma jednoduchého rozkmitového stupně
- Obr. 19: Obvodové schéma jednoduchého rozkmitového stupně v zapojení push-pull
- Obr. 20: Obvodové schéma jednoduchého koncového stupně
- Obr. 21: Obvodové schéma jednoduchého koncového stupně s nesymetrickým napájením
- Obr. 22: Obvodové schéma jednoduchého koncového stupně s tranzistorem v Darlingtonově zapojení
- Obr. 23: Obvodové schéma jednoduchého koncového stupně s tranzistorem v Darlingtonově zapojení s tranzistorovou teplotní stabilizací
- Obr. 24: Obvodové schéma jednoduchého koncového s nesymetrickým napájecím napětím
- Obr. 25: Obvodové schéma jednoduchého zesilovače pro buzení kvazikomplementárního koncového stupně
- Obr. 26: Obvodové schéma kvazikomplementárního koncového stupně s fázovým invertorem  $T_4$
- Obr. 27: Simulace časových průběhů na tranzistoru T7 při plném vybuzení zesilovače

Obr. 28: Náhradní tepelné schéma koncových tranzistorů na chladiči včetně silikonových podložek

Obr. 29: Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky zesilovače s původními hodnotami součástek ve stejnosměrných vazbách

Obr. 30: Simulace časového průběhu výstupního signálu při buzení stejnosměrným napětím 700 mV

Obr. 31: Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky zesilovače se 100násobnými hodnotami kapacit

Obr. 32: Simulace časového průběhu výstupního signálu při buzení stejnosměrným napětím 700 mV se 100násobnými hodnotami vazebních kapacit

Obr. 33: Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky zesilovače bez stejnosměrných vazeb

Obr. 34: Simulace časového průběhu výstupního signálu při buzení stejnosměrným napětím. Zesilovač neobsahuje stejnosměrné vazby

Obr. 35: Schéma zesilovače pro simulaci v programu DesignSoft Tina

Obr. 36: Simulace časového průběhu vstupního a výstupního napětí pro plné vybuzení

Obr. 37: Simulace časového průběhu výstupního napětí pro plné vybuzení a proudů zátěží

Obr. 38: Simulace časových průběhů napětí přechodů C-E pro tranzistory v napěťovém zesilovači při plném vybuzení

Obr. 39: Simulace časových průběhů napětí přechodů C-E pro tranzistory v koncovém zesilovači při plném vybuzení

Obr. 40: Simulace časových průběhů při zátěži  $3\ \Omega$  s aktivní proudovou pojistkou

Obr. 41: Simulace časových průběhů při zátěži  $1\ \Omega$  s aktivní proudovou pojistkou

Obr. 42: Simulace časového průběhu při buzení obdélníkovým signálem

Obr. 43: Simulace časových průběhů pro zjištění rychlosti přeběhu

Obr. 44: Frekvenční charakteristiky zvukové karty Focusrite Scarlet 2i2 (černá – amplitudová, šedá – fázová charakteristika)

Obr. 45: Časový průběh vstupního a výstupního napětí pro plný výkon na zátěži  $4\ \Omega$

Obr. 46: Časový průběh výstupního napětí pro plný výkon na zátěži  $8\ \Omega$

Obr. 47: Časový průběh vstupního a výstupního napětí při buzení obdélníkovým signálem pro střední výkon zátěži  $4\ \Omega$

Obr. 48: Časový průběh náběžné hrany obdélníkového signálu pro plné vybuzení s vyznačením časového zpoždění

Obr. 49: Časový průběh náběžné hrany obdélníkového signálu pro plné vybuzení s vyznačením napěťového skoku

Obr. 50: Časový průběh výstupního signálu při buzení stejnosměrným napětím  $u_1 = 100\text{mV}$

Obr. 51: Časový průběh výstupního signálu při zátěži  $1\ \Omega$  – funkce proudové pojistky

Obr. 52: Amplitudová (černě) a fázová (šedě) frekvenční charakteristika zesilovače

Obr. 53: Amplitudová frekvenční charakteristika měřená bod po bodu

- Obr. 54: Frekvenční průběh zkreslení pro střední výstupní výkon 20 W
- Obr. 55: Časový průběh vstupního a výstupního napětí pro plný výkon na zátěži  $4\ \Omega$
- Obr. 56: Časový průběh výstupního napětí pro plný výkon na zátěži  $8\ \Omega$
- Obr. 57: Časový průběh vstupního a výstupního napětí při buzení obdélníkovým signálem pro střední výkon zátěži  $8\ \Omega$
- Obr. 58: Časový průběh náběžné hrany obdélníkového signálu pro plné vybuzení s vyznačením časového zpoždění
- Obr. 59: Časový průběh náběžné hrany obdélníkového signálu pro plné vybuzení s vyznačením napěťového skoku
- Obr. 60: Časový průběh výstupního signálu při buzení stejnosměrným napětím  $u_1 = 100\text{mV}$
- Obr. 61: Amplitudová (černě) a fázová (šedě) frekvenční charakteristika zesilovače
- Obr. 62: Amplitudová frekvenční charakteristika měřená bod po bodu
- Obr. 63: Frekvenční průběh zkreslení pro střední výstupní výkon 30 W
- Obr. 64: Náhradní schéma pro měření výstupní impedance

## Úvod

Výkonové operační zesilovače se používají především v nízkofrekvenční technice jako zesilovače audio signálů. Jejich frekvenční rozsah je omezen nejčastěji právě na oblast audio frekvencí a zpravidla bývá pevně dán vnitřním zapojením obvodu. V těchto aplikacích není dolní mezní frekvence nijak zvlášť podstatná a v mnoha případech plně vyhovuje hodnota 20 Hz (-3 dB). Přenos nižších frekvencí s plným zesílením by byl spíše na škodu, protože lidské ucho na ně stejně není citlivé, a navíc extrémně zatěžují basové reproduktory (jak mechanicky, tak elektricky), které je stejně nejsou schopné přenést. Horní mezní frekvence postačuje v řádech desítek kHz z důvodu přenosu vyšších harmonických a je určena také vnitřním zapojením, především kapacitami pro frekvenční kompenzaci. Takže pokud chceme dosáhnout volitelné (co možná nejnížší dolní mezní frekvence), je nutné použít výkonový zesilovač z diskrétních součástek.

Práce zahrnuje návrh obvodového zapojení, simulace časových průběhů a frekvenčních charakteristik, výpočet chladiče, návrh ochran, výběr všech typů tranzistorů dle katalogových hodnot, návrh desky plošného spoje a samozřejmě pak i umístění do příslušné přístrojové krabičky včetně výkresu. Dále je uvedeno měření frekvenčních charakteristik, které jsou právě důležité z hlediska odečtení dolní mezní frekvence. Realizovaný obvod bude porovnán s integrovaným operačním zesilovačem TDA1514A a budou ověřeny jeho katalogové údaje. Výsledky pak budou popsány v závěru.

# 1. Parametry výkonových operačních zesilovačů

Výkonové operační zesilovače lze popsat mnoha parametry. Mohli bychom je rozdělit např. na vstupní, výstupní, statické, dynamické atd. V datasheetech mívají převážně více hodnot: minimální, typické a maximální. Nyní bude uveden přehled důležitých katalogových parametrů:

## 1.1. Rozsah napájecího napětí - $\pm U_{cc}$ [V]

Je jeden ze základních a velmi důležitých parametrů, který určuje, jaké hodnoty napájecího napětí je možné na operační zesilovač připojit. Vždy bývá specifikováno, zda se jedná o symetrické nebo nesymetrické napájecí napětí. Pro běžné (nevýkonové) operační zesilovače je mezní hodnota  $\pm 18$  V, výkonové operační zesilovače dovolují mnohem vyšší hodnoty vzhledem k vyšším dosažitelným výkonům. Např. pro TDA1514A je maximální dovolené napájecí napětí  $\pm 30$  V.

## 1.2. Klidový napájecí proud – $I_{cc}$ [mA]

Je to napájecí proud, pokud není operační zesilovač buzen. Obvykle desítky mA. Z velké části je určen klidovým proudem koncového stupně. Např. TDA1514A má uveden v datasheetu minimální hodnotu 30 mA, typickou 56 mA a maximální 90 mA. V tomto intervalu se může klidový proud obvodu pohybovat.

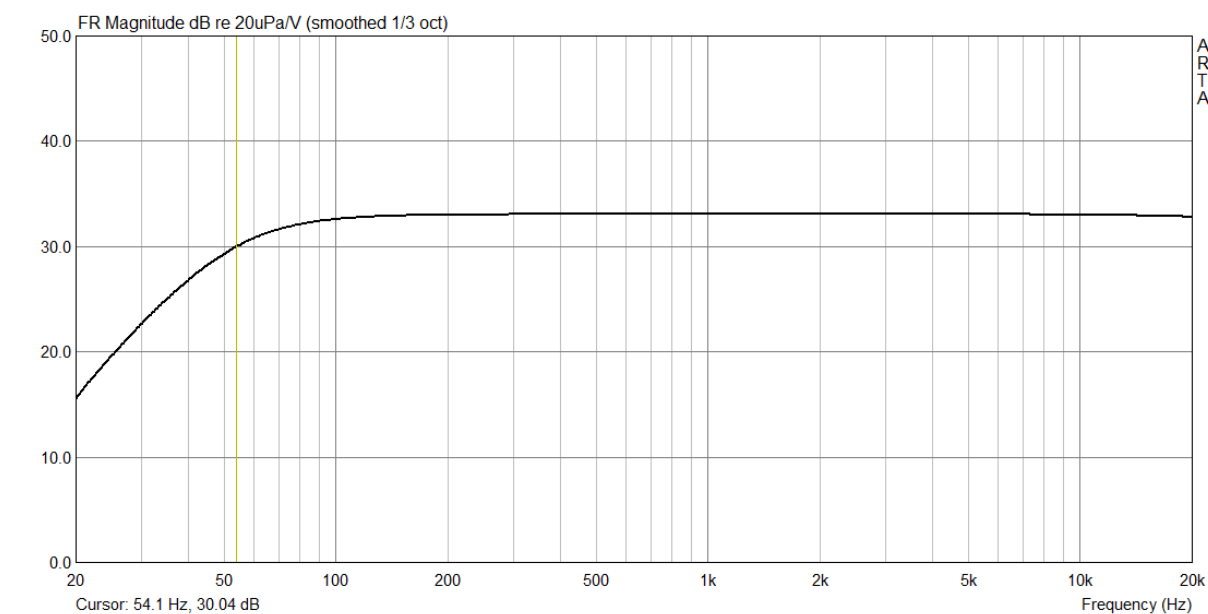
## 1.3. Výstupní výkon – $P_o$ [W]

Velmi důležitý parametr, který udává maximální výstupní výkon zesilovače při určité hodnotě napájecího napětí, zatěžovací impedanci, zkreslení a případně i frekvenci (pak mluvíme o výkonové šířce pásma). Obvykle desítky W při zkreslení i jednotek procent a zatěžovací impedanci 4 ohmy. Např. TDA1514A má udaný maximální výstupní výkon 40 W při napájecím napětí  $\pm 27,5$  V, zatěžovací impedanci 8  $\Omega$ , frekvenci 1kHz a THD = -60 dB. Výstupní výkon zesilovače P se se vypočítá z efektivní hodnoty napětí U na zátěži jako:

$$P = \frac{U^2}{Z} \quad (1)$$

## 1.4. Šířka přenášeného pásma (frekvenční rozsah) [Hz]

Je grafická závislost výstupního napětí na frekvenci při konstantním vstupním napětí. Šířka pásma zesilovače se odečítá z frekvenční charakteristiky na obou okrajích přenášeného pásma při poklesu např. o 3 dB. Změřená charakteristika, ze které by se šířka pásma odečítala, by mohla vypadat například takto:



Obr. 1: Změřená výkonová amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače s vyznačenou dolní mezní frekvencí

Zvolíme si referenční kmitočet (většinou 1 kHz), kterému odpovídá určité zesílení (v tomto případě 33 dB). Pokles o 3 dB po obou stranách charakteristiky pak udává výkonovou šířku pásma. Horní mezní frekvence zesilovačů bývá zpravidla v řádech desítek kHz, může dosahovat i hodnot vyšších.

## 1.5. Nelineární zkreslení THD [%]

Nelineárních zkreslení vzniká v zesilovačích celá řada. Nejčastěji se popisuje THD (Total harmonic distortion) a IMD (Intermodulation distortion).

THD se měří tak, že se na vstup zesilovače se přivede sinusový signál a na jeho výstupu se měří jednak amplituda první harmonické a také amplitudy vyšších harmonických (např. pomocí vhodného filtru), které vznikají právě v důsledku nelineárního zkreslení. THD se pak spočte jako:

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \quad (2)$$

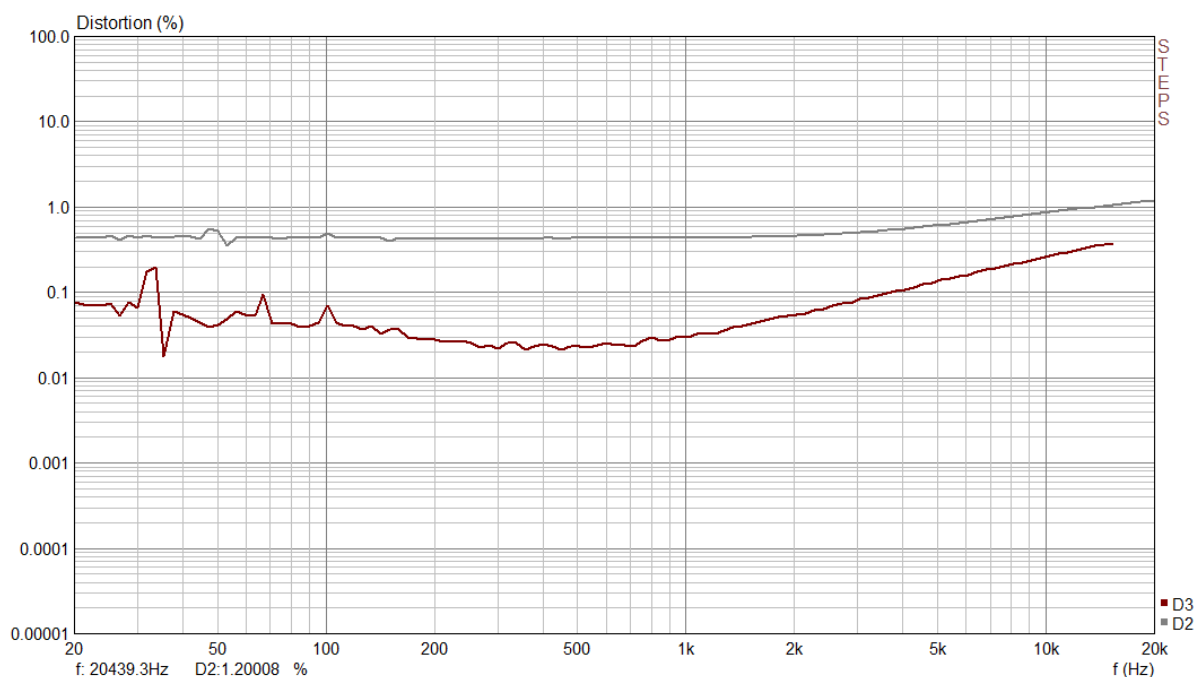
$U_1$  je amplituda první harmonické,  $U_2$ ,  $U_3$ ,  $U_4$  jsou amplitudy vyšších harmonických.

THD je možné také vyjádřit v dB:

$$THD_{dB} = 20 \log \frac{THD}{100} \quad (3)$$

Nelineární zkreslení je frekvenčně závislé. Směrem k vyšším frekvencím se zvyšuje. A samozřejmě závisí i na výstupním výkonu. Se zvyšujícím se výstupním výkonem mírně roste. V momentě, kdy se dostane zesilovač do limitace, nárůst zkreslení rapidně vzrůstá. Např. TDA1514A má v datasheetu uvedeno nelineární zkreslení -60 dB, což odpovídá podle (3) 0,1 % při výstupním výkonu 32 W.

Průběh zkreslení (druhé – D2 a třetí – D3 harmonické) v závislosti na frekvenci naměřené na reálném zesilovači při střední hodnotě výstupního výkonu 7 W:



Obr. 2: Typický průběh zkreslení zesilovače v závislosti na frekvenci (zesilovač AZS 217)

Intermodulační zkreslení vzniká v zesilovači v případě, pokud na jeho vstup přivedeme dvě různé frekvence, např. 250 Hz + 8000 Hz. Tato situace nastává v praxi v podstatě neustále. Hudební signál běžně obsahuje celé spektrum frekvencí. Na výstupu zesilovače pak v důsledku nelinearit vzniknou součtové a rozdílové složky, které lze např. pozorovat ve spektru.

## 1.6. Vstupní citlivost [mV]

Vstupní citlivost zesilovače je rovna napětí, které je nutné přivést na vstup, abychom dosáhli jmenovitého (maximálního) výstupního výkonu. Pokud bude vstupní napětí nižší, zhoršuje se odstup signál/šum, pokud bude vstupní napětí naopak větší, bude růst nelineární zkreslení, protože se zesilovač dostane do limitace. Hodnoty dosahují řádů stovek mV.

## 1.7. Vstupní impedance $Z_{in}$ [ $\Omega$ ]

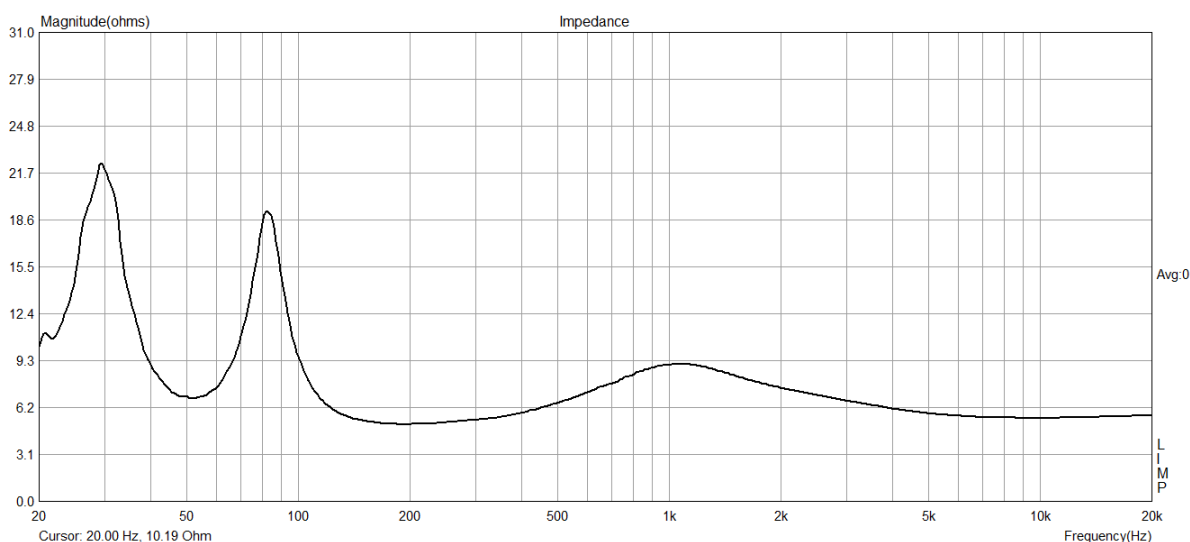
Vstupní impedance zesilovače je důležitá především kvůli impedančnímu přizpůsobení. Často se mluví o vstupním odporu, především z důvodu, že imaginární složka vstupní impedance je velmi malá a reálná převládá. V ideálním případě by měla být vstupní impedance alespoň 5x vyšší, než je výstupní impedance předchozího stupně, aby zdroj byl co nejméně zatěžován. Běžná hodnota vstupní impedance je 47 k $\Omega$ .

## 1.8. Výstupní a zatěžovací impedance $Z_{out}$ [ $\Omega$ ]

Výstupní a zatěžovací impedance jsou dva naprosto rozdílné parametry. Výstupní impedance zesilovačů by měla být co nejmenší, ideálně nulová – jsou to zdroje napětí. Vypočte se jednoduše jako rozdíl výstupního napětí naprázdno a se zátěží děleno proudem zátěže. Právě nenulová hodnota výstupní impedance způsobí, že tyto hodnoty napětí budou rozdílné. V praxi bývá velikost výstupní impedance v řádu desetin i setin ohmů.

Zatěžovací nebo možná lépe minimální zatěžovací impedance, jak už název napovídá, je minimální hodnota zátěže, kterou lze na zesilovač připojit, aniž by došlo k jeho poškození. Tato hodnota bývá téměř vždy 4  $\Omega$ . V případě připojení zátěže s vyšší hodnotou impedance zesilovač nedosáhne stejného výstupního výkonu jako při uvedeného v katalogu, ale výkonu nižšího. V opačném případě, tedy pokud připojíme na výstup zesilovače nižší zatěžovací impedanci, může hrozit v extrémním případě až poškození koncového stupně. O impedanci mluvíme především z důvodu, že zátěž zesilovače tvoří zpravidla vždy reproduktor, resp. reproduktorová soustava, která představuje jak indukční, tak kapacitní zátěž. Příklad změřené impedanční charakteristiky reproduktorové soustavy (osazené měniči SEAS) je uveden na obr. 3.





Obr. 3: Typický průběh modulu impedance reproduktorové soustavy v bassreflexové ozvučnici

## 1.9. Zesílení [dB]

Napěťové zesílení celého zesilovače se v katalogu uvádí obvykle ve dvou případech. Zesílení v případě, kdy je uzavřená smyčka zpětné vazby. Tato situace je typická pro provoz zesilovače. Hodnota se uvádí v dB a běžně dosahuje okolo 30 dB. Pro výpočet zisku (podílu výstupního a vstupního napětí v logaritmickém měřítku) platí vztah:

$$a_u = 20 \log \frac{u_2}{u_1} \quad (4)$$

$u_2$  je výstupní napětí,  $u_1$  je napětí vstupní.

Při zesílení např. 30 dB bude tedy výstupní napětí 31,6x větší než napětí vstupní. Zesílení je samozřejmě závislé na frekvenci, jak bylo uvedeno dříve (viz frekvenční charakteristika).

Zesílení otevřené (rozpojené) smyčky zpětné vazby bývá mnohem vyšší. V případě IO TDA1514 je to 90 dB. Zesilovač bez zpětné vazby může být velmi nestabilní a v praxi se u zesilovačů nepoužívá.

### 1.10. Výstupní šumové napětí [mV], odstup signál/šum [dB]

Napětí měřené na výstupu, pokud je vstup zesilovače zkratován. Čím menší hodnota, tím lépe. S tímto parametrem souvisí odstup signál/šum – SNR (Signal to noise ratio). Každý zesilovač šum produkuje. Odstup signál/šum je definován jako poměr mezi maximálním výstupním napětím při dosažení jmenovitého výkonu a šumovým napětím. Vyjadřuje se v dB jako:

$$SNR = 20 \log \frac{u_z}{u_s} \quad (5)$$

$u_z$  je maximální napětí na zátěži,  $u_s$  je šumové napětí.

Např. obvod TDA 1514 udává v katalogu min SNR = 80 dB.

### 1.11. Rychlost přeběhu SR [V/μs]

Udává maximální rychlost změny výstupního napětí za čas. Vyjadřuje se ve V/μs. Měření se provádí obdélníkovým signálem přivedeným na vstup zesilovače. Na jeho výstupu se projeví zpoždění náběžných a sestupných hran. Podíl SR se pak jednoduše vypočte jako rozdíl napětí a tomu odpovídající časový rozdíl.

$$SR = \frac{\Delta U}{\Delta t} \quad (6)$$

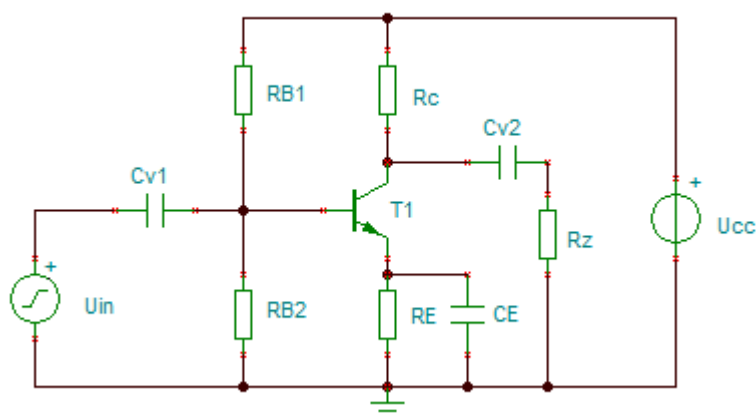
Tento parametr zesilovače ovlivňují především kompenzační kapacity v napěťovém zesilovači. Jejich hodnota určuje stabilitu zesilovače (zesílení na nad akustických frekvencích). Je nutné zvolit určitý kompromis. Zesilovač s velkou hodnotou SR může být náchylný k oscilacím. Naopak zesilovač s malou rychlostí přeběhu bude mít omezenou šířku přenášeného pásma na vyšších frekvencích. Typické hodnoty jsou 10–20 V/μs.

Dále mezi parametry zesilovačů patří např. maximální teplota čipu, tepelný odpor pouzdra atd. Dále, v případě stereofonních zesilovačů se uvádí parametry jako např. přeslech mezi kanály, popř vstupy.

## 2. Základní zapojení jednostupňových zesilovačů

Bipolární tranzistor můžeme uvažovat jako dvojbran. Lze ho tedy zapojit tak, že vždy jedna ze tří jeho elektrod bude společná pro vstup i výstup. Pak mluvíme o zapojení se společným emitorem, bází nebo kolektorem. Složitější zapojení tranzistorových zesilovačů vždy vychází z těchto základních, proto jim teď bude věnována krátká kapitola.

### 2.1. Zapojení se společným emitorem

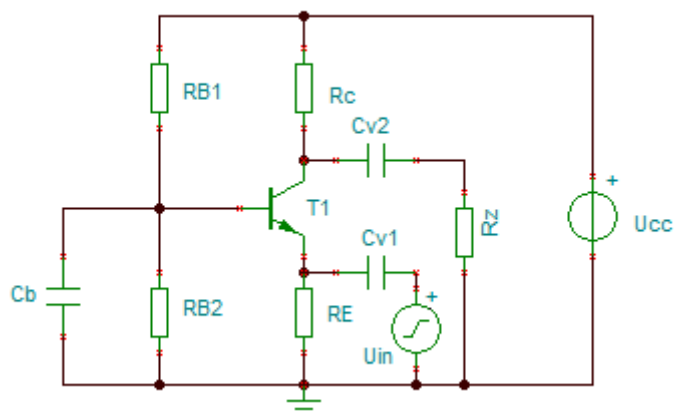


Obr. 4: Obvodové schéma zapojení tranzistorového zesilovače se společným emitorem

Zapojení tranzistorového zesilovače se společným emitorem se používá prakticky nejčastěji. Ve všech předzesilovačích a napěťových zesilovačích. Toto zapojení se vyznačuje velkým napěťovým i proudovým (tedy i výkonovým) zesílením, střední hodnotou vstupní impedance (v řádech stovek ohmů) a velkým výstupním odporem v řádech desítek k $\Omega$ . Výstupní napětí má opačnou fázi oproti vstupnímu, protože výstupní napětí odebíráme z kolektoru.

Bázovým děličem  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  se nastaví pracovní bod tranzistoru. Obvykle se v předzesilovačích používá třída A z důvodu nízkého zkreslení, pak je na kolektoru zhruba polovina napájecího napětí a zesilovač zesiluje obě půlvlny signálu. Rezistor  $R_C$  slouží jako převodník změn proudu na změny napětí,  $R_E$  pak jako záporná proudová sériová zpětná vazba, která stabilizuje pracovní bod. Kondenzátor  $C_E$  přemostňuje  $R_E$  pro střídavé signály.  $C_E$  je spolu s vazebními  $C_{V1}$  a  $C_{V2}$  nutné volit s ohledem na požadovanou dolní mezní frekvenci.

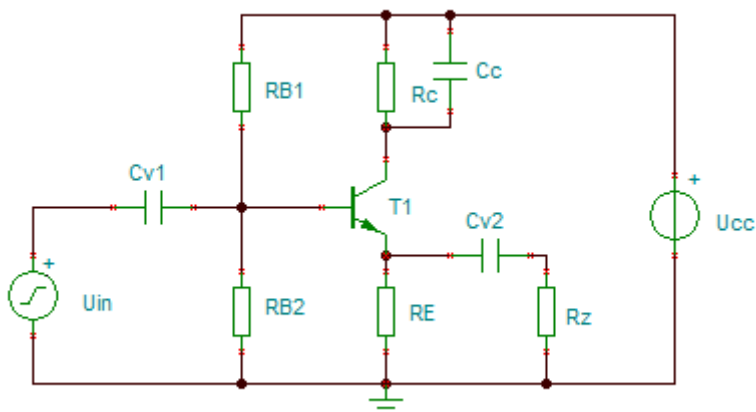
## 2.2. Zapojení se společnouází



Obr. 5: Obvodové schéma zapojení tranzistorového zesilovače v SB

Toto zapojení se v nízkofrekvenčních zesilovačích nepoužívá. Vyznačuje se velkým napěťovým zesílením, ale malým proudovým, dále malou vstupní impedancí a velkou výstupní impedancí.

## 2.3. Zapojení se společným kolektorem

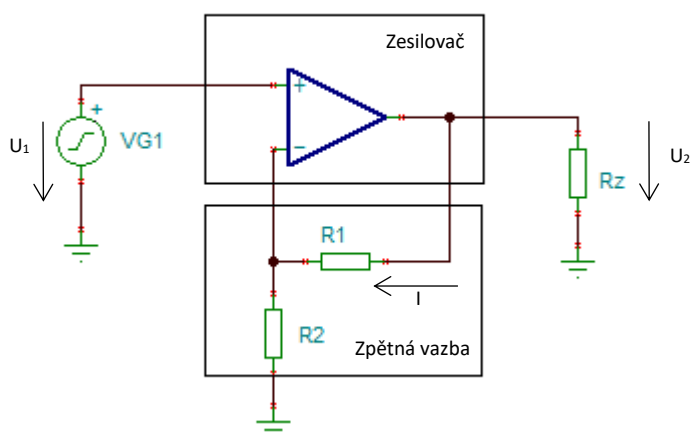


Obr. 6: Obvodové schéma zapojení tranzistorového zesilovače v SC

Zapojení se společným kolektorem (emitorový sledovač) se využívá v koncovém stupni, protože má velké proudové zesílení, malý výstupní odpor, velký vstupní odpor. Napěťové zesílení je menší než jedna, takže k tomuto účelu slouží jiné stupně v zesilovači (VAS – Voltage stage amplifier), bude zmíněno později.

### 3. Zpětná vazba v zesilovačích

Princip zpětné vazby spočívá v přivedení části výstupního signálu zpět na vstup. Rozeznáváme dva základní typy zpětné vazby – kladnou a zápornou. Kladná zpětná vazba je v zesilovačích nežádoucí. Zvyšuje zesílení a tím i nestabilitu celého systému, který je pak náchylný k oscilacím. Naopak záporná zpětná vazba zesílení snižuje, snižuje také zkreslení a velmi pozitivně přispívá ke stabilitě celého systému. Všechny typy záporné zpětné vazby navíc rozšiřují šířku pásma.



Obr. 7: Základní zapojení operačního zesilovače se zpětnou vazbou

Na obr. 7 je schéma zapojení operačního zesilovače s odporovou zpětnou vazbou. Jedná se o zpětnou vazbu zápornou, bude tedy snižovat zesílení. Napětí na zátěži lze vyjádřit jako:

$$U_2 = (R_2 + R_1)I \quad (7)$$

Na obou vstupech operačního zesilovače bude stejný potenciál, pak bude vstupní napětí rovno:

$$U_1 = R_2 I \quad (8)$$

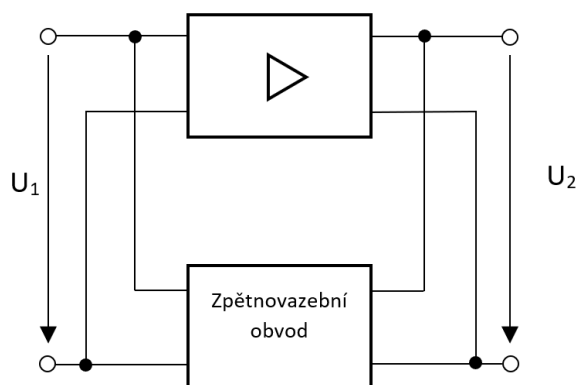
Zesílení celého obvodu bude dáno poměrem výstupního napětí k napětí vstupnímu:

$$A_U = \frac{(R_2 + R_1)I}{R_2 I}$$
$$A_U = \frac{R_2 + R_1}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (9)$$

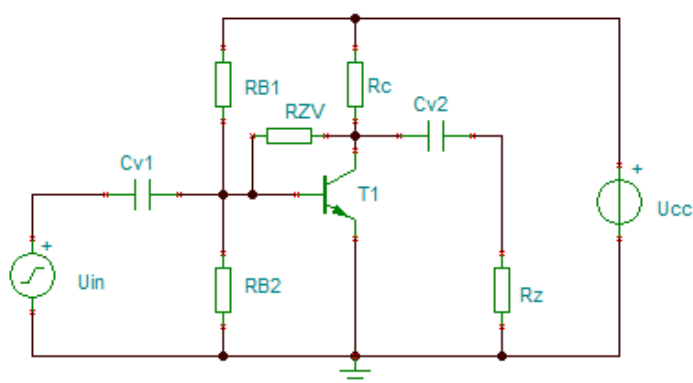
Z předchozího vztahu je patrné, že zesílení obvodu závisí pouze na parametrech zpětné vazby – poměru zpětnovazebních rezistorů.

Zpětnou vazbu můžeme dále rozdělit způsobu připojení na vstup a výstup zesilovače. Protože jak zesilovač, tak zpětná vazba jsou dvojbrany, lze je zapojit čtyřmi různými způsoby. Podle způsobu připojení zpětnovazebního obvodu k výstupu zesilovače rozeznáváme zpětnou vazbu napěťovou, kdy je zpětná vazba připojena na výstup zesilovače paralelně a zpětnovazební signál je úměrný napětí. Proudovou, kdy je zpětnovazební obvod připojen do série s výstupem zesilovače a signál je úměrný výstupnímu proudu. Dále podle připojení zpětné vazby na vstup zesilovače dělíme zpětnou vazbu na paralelní, kdy je zpětnovazební obvod připojen paralelně ke vstupu zesilovače a na vazbu sériovou, kdy je obvod připojen sériově. Také lze zpětnou vazbu rozdělit na stejnosměrnou a střídavou podle toho jaký typ signálu ovlivňují.

### 3.1. Paralelní napěťová zpětná vazba



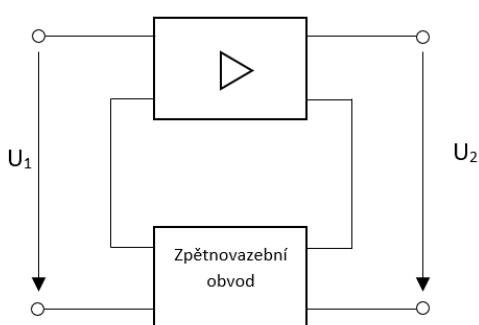
Obr. 8: Blokové schéma zapojení paralelní napěťové zpětné vazby



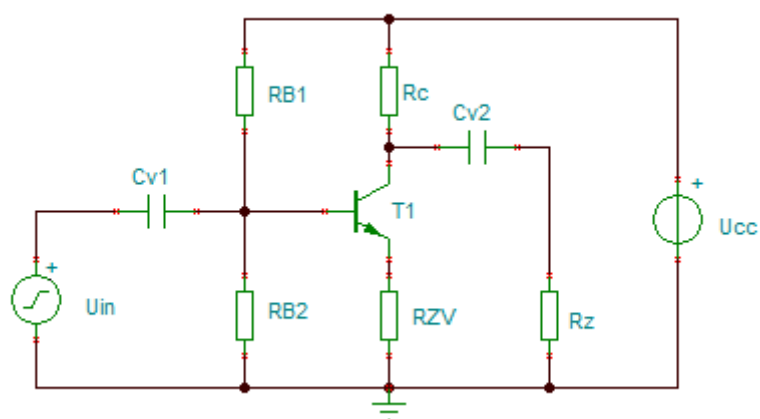
Obr. 9: Obvodové schéma jednostupňového tranzistorového zesilovače s paralelní napěťovou zpětnou vazbou

V obr. 9 je zpětnovazební rezistor označen jako  $R_{zv}$ . V případě, že se např. vlivem teploty zvýší kolektorový proud tranzistoru, napětí na jeho kolektoru poklesne (tranzistor se více otevře). Tato změna se přes zpětnovazební rezistor dostane i na bázi a tranzistor se přivře. Tento typ zpětné vazby snižuje vstupní i výstupní impedanci obvodu, protože je připojena na vstup i výstup paralelně. Používá se např. jako frekvenční kompenzace na vyšších frekvencích. Místo rezistoru se do obvodu připojí kondenzátor v řádů desítek  $pF$ . Zvýší se tak uměle Millerova parazitní kapacita tranzistoru.

### 3.2. Sériová proudová zpětná vazba



Obr. 10: Blokové schéma zapojení sériové proudové zpětné vazby

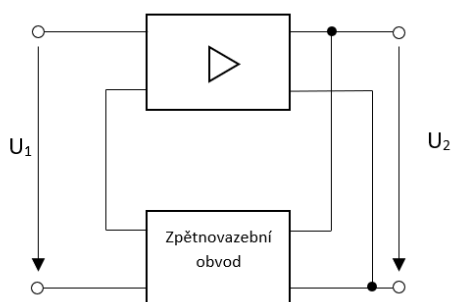


Obr. 11: Obvodové schéma jednostupňového tranzistorového zesilovače se sériovou proudovou zpětnou vazbou

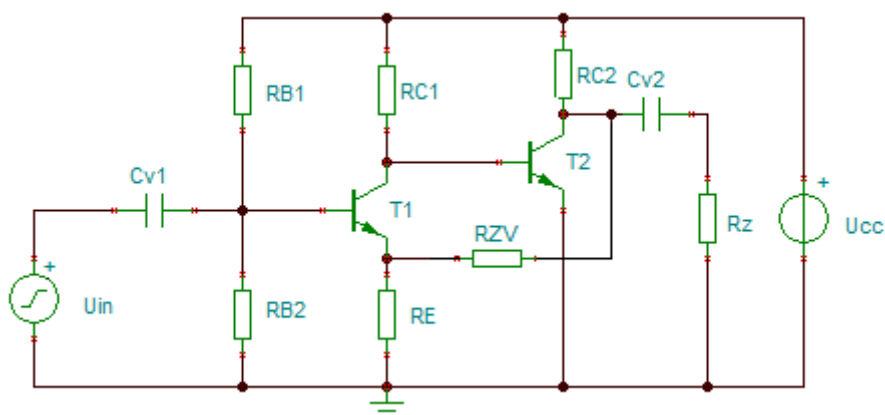
Zpětnovazební odpor je v případě sériové proudové zpětné vazby zapojen do emitorového obvodu tranzistoru. Platí:  $U_{RB2} = U_{BE} + U_{RZV}$ . V případě, že se zvýší proud kolektoru např. díky oteplení tranzistoru, zvýší se úbytek na zpětnovazebním rezistoru. Napětí  $U_{RB2}$  je konstantní, jedná se o tvrdý dělič napětí. Pak se musí snížit napětí  $U_{BE}$  a tím se tranzistor přivře a proud kolektoru se opět sníží.

Tento typ zpětné vazby zvyšuje jak vstupní, tak výstupní impedanci, protože zpětnovazební obvod je zapojen na do vstupu i výstupu v sérii. Sériová proudová zpětná vazba také snižuje zesílení, z toho důvodu se zpětnovazební rezistor přemostňuje kondenzátorem, který tvoří zkrat pro nízkofrekvenční signál. Stejnoseměrná zpětná vazba tedy zůstává zachována. Tento typ zpětné vazby je v nf zesilovačích využíván velmi často.

### 3.3. Sériová napěťová zpětná vazba



Obr. 12: Blokové schéma zapojení sériové napěťové zpětné vazby

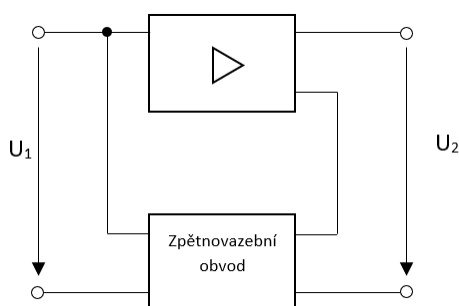


Obr. 13: Obvodové schéma dvoustupňového tranzistorového zesilovače se sériovou napěťovou zpětnou vazbou

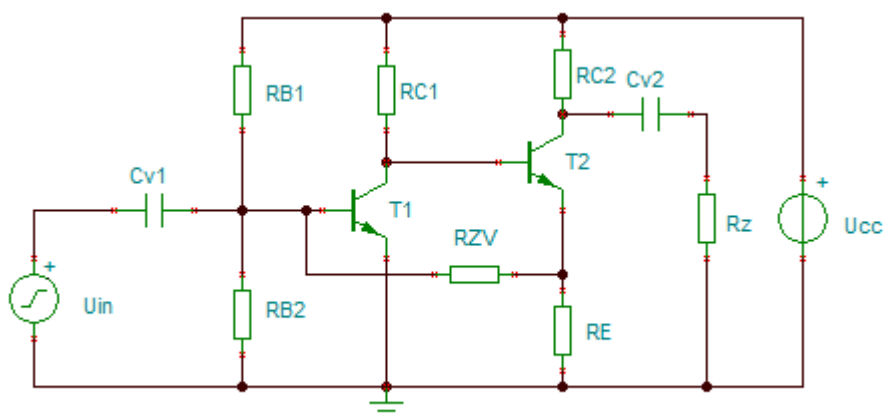


V případě sériové napěťové zpětné vazby je zpětnovazební rezistor připojen mezi kolektor tranzistoru  $T_2$  a emitor tranzistoru  $T_1$ . Zároveň rezistor  $R_E$  tvoří zápornou sériovou proudovou zpětnou vazbu v obvodu tranzistoru  $T_1$ . Tento typ zpětné vazby snižuje výstupní impedanci a zvyšuje vstupní impedanci. Pokud se např. zvýší proud kolektorem tranzistoru  $T_2$ , sníží se zároveň napětí na jeho kolektoru, tranzistor se více otevře. Přes zpětnou vazbu se tato změna dostane na emitor tranzistoru  $T_1$ , kde se napětí také sníží. Protože napětí  $U_{RB2}$  je konstantní, zvýší se napětí  $U_{BE}$  a tranzistor se více otevře, kolektorové napětí  $T_1$  klesne a tím klesne i napětí na bázi  $T_2$ , který se přivře.

### 3.4. Paralelní proudová zpětná vazba



Obr. 14: Blokové schéma zapojení paralelní proudové zpětné vazby



Obr. 15: Obvodové schéma dvoustupňového tranzistorového zesilovače s paralelní proudovou zpětnou vazbou

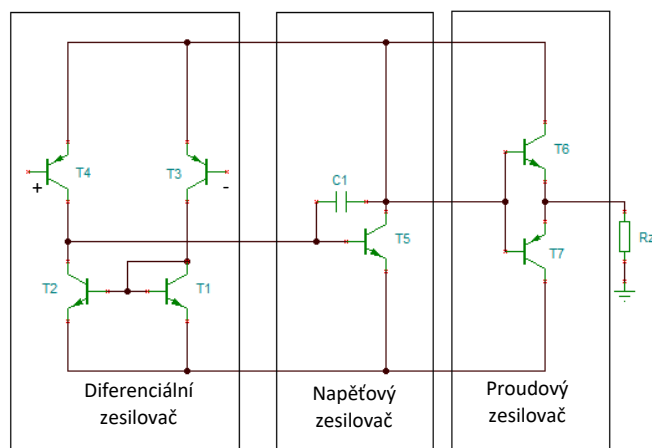
Nyní je zpětnovazební rezistor zapojen mezi emitorový obvod tranzistoru  $T_2$  a báze obvodu tranzistoru  $T_1$ . Zpětná vazba snímá úbytek napětí na rezistoru  $R_E$  (který je úměrný proudu). Pokud se opět například zvýší kolektorový proud  $T_2$ , zvýší se i úbytek napětí na rezistoru  $R_E$ . Toto napětí se přes zpětnovazební rezistor dostane na bázi  $T_1$ , který se více otevře. Napětí na jeho kolektoru poklesne a tím poklesne i napětí na bázi  $T_2$  a ten se přivře. Tato zpětná vazba zvyšuje výstupní impedanci a snižuje impedanci vstupní. Používá se pro nastavení pracovního bodu u vícestupňových předzesilovačů, tedy k nastavení symetrické limitace.

### 3.5. Kritérium stability

S teorií zpětné vazby je úzce spjato Nyquistovo kritérium stability systému. Existence kladné zpětné vazby je v zesilovačích velmi nežádoucí, protože zvyšuje zesílení a může vést k rozkmitání celého systému. Aby k tomu došlo a zesilovač se rozkmital na určité frekvenci, musí být splněny dvě podmínky. Amplitudová podmínka, kdy  $\beta A = 1$ ;  $\beta$  je zesílení zpětné vazby a  $A$  je zesílení otevřené smyčky zesilovače, a zároveň a fázová podmínka, kdy  $\varphi_A + \varphi_\beta = 0$ ; tedy součet fázových posuvů zesilovače a zpětné vazby bude nulový. Pak se z původní záporné zpětné vazby stane kladná. Tato situace může nastat na frekvencích v řádech MHz. Pak se nabízí varianta snížit na těchto frekvencích zesílení, protože je stejně nevyužité. Většinou se využívá kompenzačních kapacit, které se zapojují jako napěťové paralelní zpětné vazby do napěťových zesilovačů (VAS) a způsobují právě pokles zesílení na vysokých frekvencích. Některé operační zesilovače mají přímo vyvedeny kontakty pro připojení kompenzace.

## 4. Architektura výkonového zesilovače

Každý výkonový zesilovač se skládá z několika (zpravidla ze tří) funkčních bloků, které jsou určitým způsobem zařazeny v cestě signálu. Na následujícím obrázku je blokové schéma výkonového zesilovače.

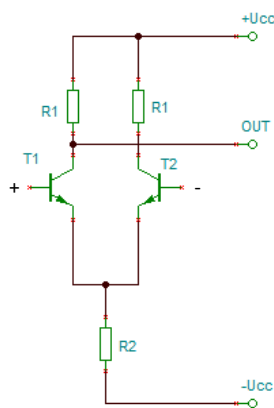


Obr. 16: Blokové schéma výkonového zesilovače

První částí výkonového zesilovače je diferenciální (rozdílový) zesilovač (Input stage), který má dva vstupy. Jeden z nich je využíván jako vstupní svorka, kam se přivádí zesilovaný signál, druhá svorka pak slouží k zavedení hlavní záporné zpětné vazby, která v podstatě řídí celý zesilovač. Napěťový zesilovač neboli rozkmitový stupeň (Voltage amplifier stage), obvykle pracující ve třídě A, zesiluje vstupní signál na napěťové úrovni a budí koncový stupeň. V rozkmitovém stupni bývá zařazena kompenzační kapacita, která přispívá k frekvenční stabilitě zesilovače. Poslední částí zesilovačů bývá samotný koncový stupeň (Output stage), který pracuje obvykle ve třídě AB. Je to proudový zesilovač v zapojení se společným kolektorem a napěťovým zesílením menším než jedna.

### 4.1. Vstupní (diferenciální) zesilovač

Na vstupu výkonových zesilovačů je zařazen diferenciální zesilovač. Jak již bylo zmíněno, jeho úkolem je zesilovat rozdílový signál na svých vstupech. Na jeden vstup je přiveden vstupní signál, který se má zesílit a na vstup druhý výstupní signál z koncového stupně přes zpětnou hlavní vazbu. Nejčastěji bývá osazen bipolárními tranzistory, může být použitý např. i operační zesilovač.

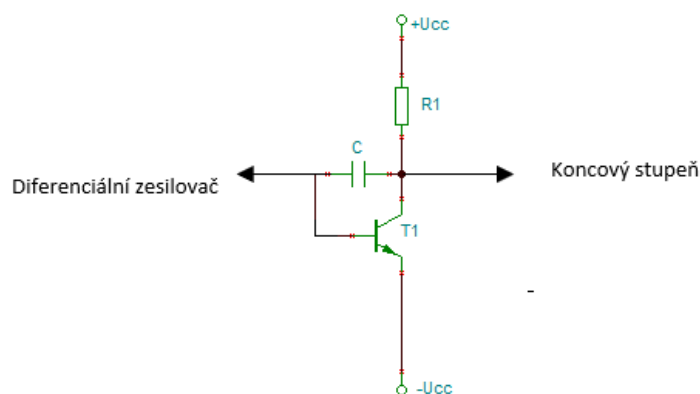


Obr. 17: Obvodové schéma jednoduchého diferenciálního zesilovače

Na obr. 17 je základní zapojení rozdílového zesilovače. Funkce vychází z toho, že součet obou emitorových proudů tranzistorů je konstantní. Pokud jsou stejná napětí na bázích obou tranzistorů, jsou oba tranzistory stejně otevřené, a pak jsou stejná i kolektorová napětí a napětí mezi kolektory je tedy nulové. V případě, že jsou vstupní napětí rozdílná, budou rozdílná i kolektorová napětí obou tranzistorů. Jeden vstup (obvykle kladný) slouží jako vstup celého zesilovače. Na záporný vstup bývá přiveden signál hlavní zpětné vazby. V praxi se používají složitější zapojení, obsahující např. zdroj konstantního proudu, který může nahradit emitorový odpor, popř. proudové zrcadlo, které nahradí rezistory  $R_1$ .

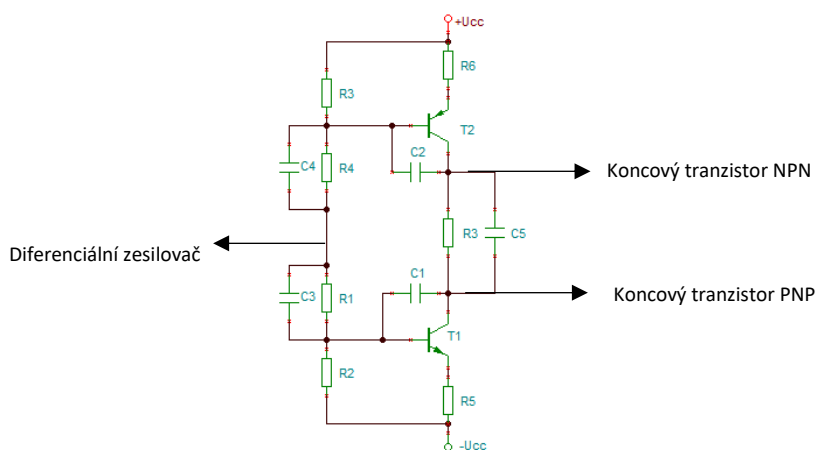
#### 4.2. Rozkmitový stupeň (napěťový zesilovač)

Úkolem rozkmitového stupně je napěťově zesílit signál přicházející z rozdílového zesilovače. Napěťové zesílení celého výkonového zesilovače je dáno právě zesílením rozkmitového stupně. Napěťový zesilovač budí koncový stupeň, který má napěťové zesílení menší než jedna (tranzistory jsou zapojené se společným kolektorem). Základní obvodové schéma je jednoduché, jedná se v podstatě o tranzistor v zapojení se společným emitorem, pracujícím ve třídě A, obr. 18. Jak již nebyl zmíněno, mezi bází a emitorem se zařazuje kondenzátor, který přispívá k frekvenční stabilitě celého zesilovače. Kondenzátor představuje frekvenčně závislou napěťovou paralelní zpětnou vazbu. S rostoucí frekvencí se reaktance kondenzátoru snižuje, s tím se snižuje i zesílení celého obvodu a blíží se k jednotkovému.



Obr. 18: Obvodové schéma jednoduchého rozkmitového stupně

Rozkmitový stupeň bývá někdy zapojen jako tzv. Push-pull (obr. 19). Opět se jedná o tranzistory v zapojení se společným emitorem pracujícím ve třídě A. V tomto případě ale tranzistor  $T_2$  zpracovává kladnou půlvlnu signálu a tranzistor  $T_1$  půlvlnu zápornou. Rezistory v bázevých obvodech slouží k nastavení pracovního bodu. Kondenzátory  $C_3, C_4, C_5$  pak k přemostění rezistorů pro nf signál. Bude-li např. na vstupu tohoto zapojení záporná půlvlna signálu, otevře se tranzistor  $T_2$ , tranzistor  $T_1$  zůstává zavřený a přebírá část kolektorového napětí  $T_2$ . Tranzistory jsou vůči napájecímu napětí zapojeny v sérii, ale pro střídavý signál jsou zapojeny paralelně. Zdroj napětí představuje pro střídavý signál zkrat. Rezistor  $R_3$  bývá nahrazen obvodem pro nastavení a případně i stabilizaci pracovního bodu koncových tranzistorů.



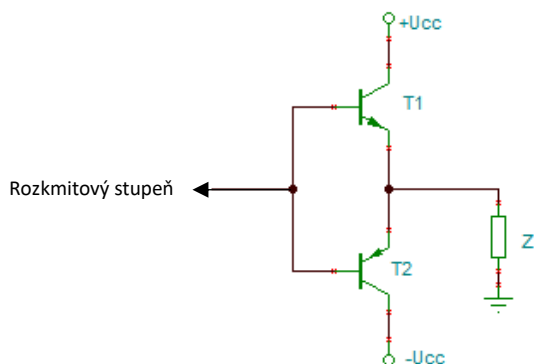
Obr. 19: Obvodové schéma jednoduchého rozkmitového stupně v zapojení push-pull

### 4.3. Koncový stupeň (proudový zesilovač)

Poslední částí výkonového zesilovače je koncový stupeň, který má za úkol zesílit signál proudově a svou malou výstupní impedancí přizpůsobit výstupní část zesilovače zátěži. Koncový stupeň může pracovat ve třídě *A*, *B* a nejčastěji ve třídě *AB*, která je kombinací obou předchozích. Pro třídu *A* jsou tranzistory otevřeny, pracovní bod je nastaven do středu výstupních charakteristik. Výhodou je velmi nízké zkreslení, nevýhodou však velmi malá účinnost. Třída *B* nepracuje s klidovým proudem, každý tranzistor zesiluje příslušnou půlvlnu signálu a otevírá se až po dosažení prahového napětí přechodu báze-emitor. Výhodou je dobrá účinnost, nevýhodou přechodové zkreslení, které je nejvíce patrné při slabých úrovních signálu. Třída *AB* pracuje s nenulovým klidovým proudem a tranzistory jsou tedy v klidovém stavu mírně otevřené. Velikost klidového proudu má vliv na velikost přechodového zkreslení, proto je vhodné nastavit takový klidový proud, aby zmizelo úplně.

#### 4.3.1. Koncový stupeň se symetrickým napájením

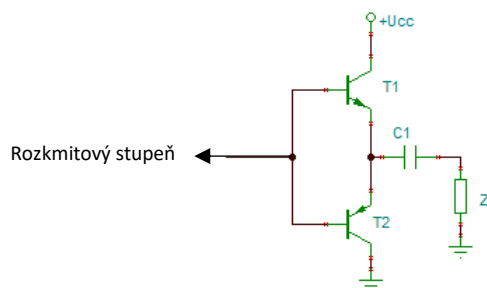
Základní zapojení koncového stupně se dvěma komplementárními tranzistory pracujícími ve třídě *B* (bez klidového proudu) je na obr. 20. Funkce je velmi jednoduchá. Při kladné půlvlně signálu na vstupu je vodivý tranzistor  $T_1$  a  $T_2$  je zavřený, proud teče z kladné větve zdroje do zátěže. Při záporné půlvlně je tomu naopak a proud teče opačným směrem.



Obr. 20: Obvodové schéma jednoduchého koncového stupně

#### 4.3.2. Koncový stupeň s nesymetrickým napájením

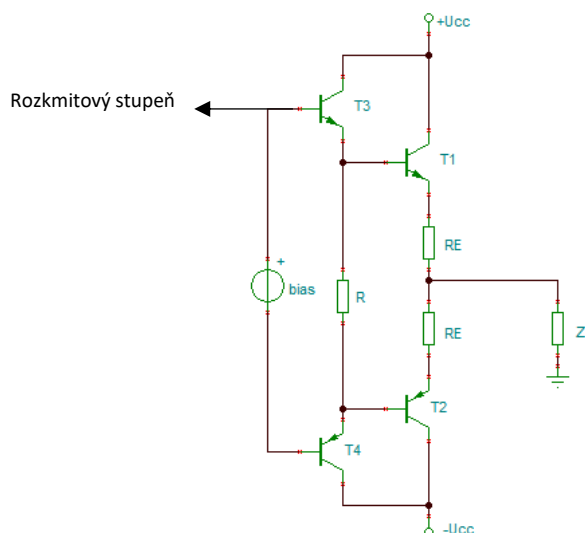
V případě použití nesymetrického napájecího zdroje (obr. 21), by byl kolektor  $T_2$  uzemněn a na emitorech tranzistorů by bylo napětí  $U_{cc}/2$ . Z toho důvodu by bylo nutné zátěž stejnosměrně oddělit kondenzátorem, který ovšem se zátěží tvoří filtr horní propust, což musí být při návrhu zohledněno. Kondenzátor je zároveň zdrojem energie pro zátěž v záporné půlvlně, kdy je otevřený tranzistor  $T_2$ .



Obr. 21: Obvodové schéma jednoduchého koncového stupně s nesymetrickým napájením

#### 4.3.3. Koncový stupeň v Darlingtonově zapojení

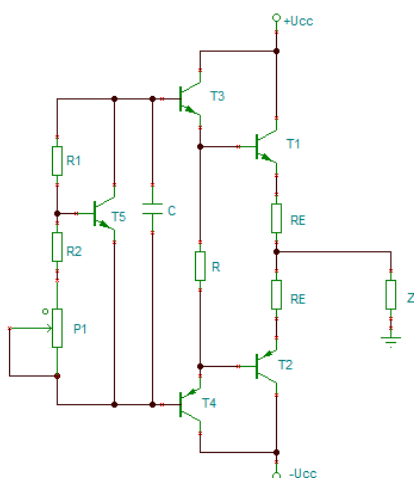
Výkonové tranzistory mají bohužel oproti univerzálním (nevýkonovým) tranzistorům nízký proudový zesilovací činitel  $\beta$ . Z toho důvodů se používá tzv. Darlingtonovo zapojení, kdy se přidá ještě jeden tranzistor k výkonovému tranzistoru a tím se posílí proudové zesílení. Výsledný činitel  $\beta$  bude násobkem obou. Schéma komplementárního koncového stupně s tranzistory v Darlingtonově zapojení je na obr 22. Tranzistory  $T_3$  a  $T_4$  bývají označovány jako budiče koncových tranzistorů. Jejich úkolem je dodat do bází výkonových tranzistorů potřebný proud k jejich vybuzení. Rezistory  $R_E$  opět slouží jako záporná proudová sériová zpětná vazba. Při návrhu je samozřejmě nutné volit proud tranzistorů  $T_3$  a  $T_4$  vyšší, než je proud potřebný pro vybuzení koncových tranzistorů. Z toho důvodu je nutné i tyto tranzistory umístit na společný chladič spolu s výkonovými. Výhodou bude pak i teplotní vazba, kdy budou mít všechny tranzistory stejnou teplotu pouzdra.



Obr. 22: Obvodové schéma jednoduchého koncového stupně s tranzistory v Darlingtonově zapojení

#### 4.3.4. Koncový stupeň v Darlingtonově zapojení s nastavením klidového proudu

Koncový stupeň na obr. 22 bude už spolehlivě fungovat. Pokud nepoužijeme „bias“ uvedený ve schématu, tedy předpětí, které nastaví pracovní bod koncovým tranzistorům, budou pracovat ve třídě *B*. Otevrou až tehdy, kdy vstupní signál překročí prahové napětí přechodu báze-emitor (cca 0,6 V). Možností, jak nastavit a případně i stabilizovat pracovní bod koncových tranzistorů je opět více. Nejjednodušší varianta je použít obyčejný rezistor, případně dvě diody v sérii, které se nějakým způsobem umístí na chladič spolu s výkonovými tranzistory, aby byla zajištěna teplotní zpětná vazba. Případně je možné i použít tranzistor, jak je uvedeno na následujícím obrázku.



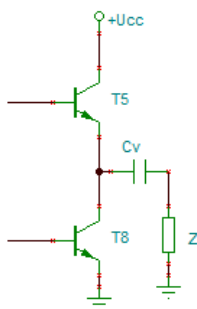
Obr. 23: Obvodové schéma jednoduchého koncového stupně s tranzistory v Darlingtonově zapojení s tranzistorovou teplotní stabilizací



Trimrem  $P_1$  se nastavuje klidový proud koncových tranzistorů. Tranzistor  $T_5$  je umístěn na společný chladič spolu s výkonovými a budícími tranzistory. V případě nárůstu teploty výstupních tranzistorů se zvýší i teplota tranzistoru  $T_5$ , který se více otevře, tím se ovšem sníží jeho napětí kolektor-emitor, a to bude mít za následek přivření koncových tranzistorů. Celé zapojení pak funguje jako teplotní záporná zpětná vazba. Klidový proud je tímto stabilizován pomocí tranzistoru  $T_5$ . Kondenzátor  $C$  slouží opět pouze jako přemostění pro střídavé signály.

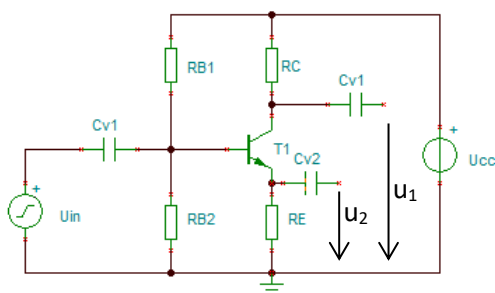
#### 4.3.5. Kvazikomplementární koncový stupeň

Dříve, když ještě nebyly dostupné výkonové tranzistory obou vodivostí, se používalo tzv. kvazikomplementární zapojení koncového stupně, kdy oba výkonové tranzistory měly stejnou vodivost. Principiální schéma je na následujícím obrázku. Funkce je identická jako na obrázku 21.



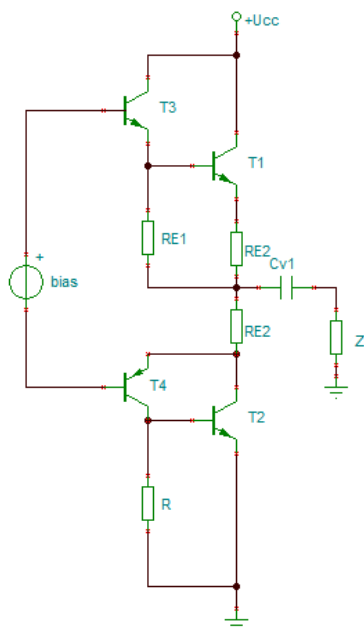
Obr. 24: Obvodové schéma jednoduchého koncového s nesymetrickým napájecím napětím

Tranzistory je ale nutné budit vstupním napětím vzájemně v protifázi. Nesmí nastat situace, kdy by byly otevřeny oba tranzistory zároveň. K tomu je možné použít například tento budící zesilovač, kdy napětí  $u_1$  bude mít opačnou fázi oproti napětí  $u_2$ .



Obr. 25: Obvodové schéma jednoduchého zesilovače pro buzení kvazikomplementárního koncového stupně

Jinou možností fázového invertoru bylo použití zapojení na obr. 26. V tomto případě zajišťuje otočení fáze přímo tranzistor  $T_4$ . Kladnou půlvlnu signálu zpracují tranzistory  $T_3$  a  $T_1$ . Tranzistor  $T_3$  se otevře a tím se zvýší napětí na  $R_{E1}$ , takže i na bázi  $T_1$ , který se otevře. Záporná půlvlna otevře tranzistor  $T_4$ , což zvýší napětí na  $R$  a tím i na bázi  $T_2$ , který se více otevře. Dále je funkce stejná jako podle obr. 21. Pokud se např. tranzistor  $T_1$  plně otevře, přejde napájecí napětí na zátěž. Tranzistor  $T_2$  zůstává v tu chvíli zavřený.



Obr. 26: Obvodové schéma kvazikomplementárního koncového stupně s fázovým invertorem  $T_4$

## 5. Návrh výkonového operačního zesilovače

Při návrhu výkonového operačního zesilovače bylo vycházeno z ověřené topologie funkčního výkonového zesilovače s výkonem 300 W/ 4Ω s použitými koncovými tranzistory firmy ON SEMICONDUCTOR MJE15003 a MJ15004 [22]. Schéma bylo nutné upravit. Přepočítat na nižší výkon, upravit pracovní bod napěťového zesilovače, navrhnout stabilizátor pro napájení diferenciálního zesilovače, zvolit jiné tranzistory (použité v původním zapojení by byly naddimenzované), upravit vstupní filtr a upravit stejnosměrné vazby, přepočítat proudovou pojistku a samozřejmě i vhodně nastavit klidový proud koncových tranzistorů a navrhnout desku plošných spojů a zvolit příslušnou přístrojovou krabici.

### 5.1. Potřebné napájecí napětí

Zesilovač je navrhován pro výstupní výkon 100 W za zátěži 4 Ω. Z těchto požadavků lze spočítat maximální hodnotu napětí na zátěži s využitím vztahu (1). Výpočet bude identický pro obě napájecí větve, proto bude prováděn pouze pro kladnou větev. Pokud se budou saturační napětí komplementárních tranzistorů lišit, bude použita vyšší hodnota.

$$U_{max} = \sqrt{2PZ} = 28,3 \text{ V}$$

Nyní musíme připočítat saturační napětí výkonového tranzistoru a úbytek na emitorovém rezistoru  $R_{24}$ .

Dále bude potřeba zjistit maximální hodnotu výstupního proudu zátěži.

$$I_{max} = \sqrt{2\frac{P}{Z}} = \frac{28,3}{4} = 7,1 \text{ A}$$

Úbytek napětí na emitorovém rezistoru pak bude

$$U_{R24} = R_{24}I_{max} = 0,27 \cdot 7,1 = 1,8 \text{ V}$$

Dále určíme z datasheetu koncových tranzistorů (BD911, BD912) z výstupních charakteristik saturační napětí při proudu 7 A. Odečet nebude úplně přesný, hodnota bude zaokrouhlena směrem nahoru –  $U_{SAT} = 3 \text{ V}$ . Vztah pro výpočet napájecího napětí jedné větve pak bude mít nyní tvar:

$$U_{cc+} = U_{max} + U_{R24} + U_{SAT}$$

$$U_{cc+} = 28,3 + 1,8 + 3 = 33,1 \text{ V}$$

Potřebné napájecí napětí jedné větve pro dosažení výkonu 100 W na zátěži 4 Ω musí být minimálně 33 V. Zesilovač bude v praxi napájen ze stabilizovaného laboratorního zdroje, takže návrh síťového zdroje odpadá. Napájecí napětí zesilovače pro kladnou větev bude dále uvažováno 35 V. Bude tedy potřeba symetrický zdroj s výstupním napětím 35 V a maximálním výstupním proudem ve špičce minimálně 7 A.

## 5.2. Výpočet stabilizátoru pro diferenciální zesilovač

Jako diferenciální zesilovač je použit nízkošumový operační zesilovač *NE5534*, který se běžně používá v audio aplikacích. Operační zesilovač má podle datasheetu maximální povolené napájecí napětí  $\pm 18$  V a maximální napájecí proud 8 mA, typicky 4 mA. Napájecí napětí bude voleno  $\pm 15$  V. Výpočet bude proveden opět pro kladnou větev.

$$U_{R15} = U_{CC+} - U_{CC0Z}$$

$$U_{R15} = 35 - 15 = 20 \text{ V}$$

Na předřadném rezistoru k Zenerově diodě (*R15*, *R14*) musí být úbytek 20 V. Proud Zenerovou diodou je nutné volit větší, než proud zátěže – např. 12 mA. Předřadný rezistor pak bude:

$$R_{25} = \frac{U_{R25}}{I_{ZD} + I_z}$$

$$R_{25} = \frac{20}{0,008 + 0,012} = 1 \text{ k}\Omega$$

Kontrolní výpočet ztrátových výkonů:

$$\text{Pro rezistor: } P_{R15} = U_{R15}(I_{ZD} + I_z)$$

$$P_{R15max} = 20 \cdot 0,02 = 0,4 \text{ W} - \text{volím rezistor s } P_{tot} = 0,6 \text{ W}$$

$$\text{Pro Zenerovu diodu: } P_{ZD} = U_{ZD}I_{ZD}$$

$$P_{ZDmax} = 15 \cdot 0,012 = 0,18 \text{ W} - \text{volím BZX83V015}$$

## 5.3. Výběr tranzistorů pro napěťový zesilovač

Tranzistory v napěťovém zesilovači nejsou nijak výkonově namáhané. Při výběru je nutné především volit napěťové rezervy. V tomto případě jsou tranzistory zapojeny sériově mezi větve napájecího napětí. Klidový proud tranzistorů je nastaven cca na 10 mA. Pokud bude jeden tranzistor (např.  $T_2$ ) plně otevřen ( $T_1$  bude pak samozřejmě uzavřen), bude přechod kolektor – emitor  $T_1$  namáhán napětím:

$$U_{CET1} = 2U_{CC} - U_{R11} - U_{R12} - U_{CESATT2} - U_{CET3}$$

Kde  $U_{R11}$  a  $U_{R12}$  jsou úbytky napětí na emitorových rezistorech  $T_1$ , resp.  $T_2$ ;  $U_{CESATT2}$  je saturační napětí otevřeného tranzistoru a  $U_{CET3}$  je úbytek napětí na tranzistoru  $T_3$  určující předpětí pro koncové tranzistory.

$$U_{CET1} = 2 \cdot 35 - 1 - 1 - 0,1 - 2,2 = 65,7 \text{ V}$$

Přechody kolektor – emitor tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  budou střídavě namáhány maximálním napětím cca 66 V. Bude tedy nutné volit tranzistory s  $U_{CE} > 70$  V.

Klidový proud je nastaven na cca 10 mA, pak v případě, kdy je tranzistor nejvíce přivřený a je tedy na něm nejvyšší možný úbytek (cca 66 V), dosahuje hodnota ztrátového výkonu:

$$P_{tot} = U_{CE1} I = 0,7 \text{ W}$$

Kde  $I$  je klidový proud tranzistoru.

Použité tranzistory v napěťovém zesilovači jsou komplementární výkonové tranzistory od firmy HITACHI 2SD669A a 2SB649A s maximálním kolektorovým napětím  $U_{CE0} = 180$  V, maximálním kolektorovým proudem  $I_c = 1,5$  A, maximální kolektorovou ztrátou  $P_c = 20$  W při teplotě  $T_c = 20$  °C a mezní frekvenci  $f_T = 140$  MHz. Tyto tranzistory mohou pracovat bez chladiče.

## 5.4. Výběr tranzistorů koncový stupeň

Tranzistory v koncovém stupni jsou namáhány ztrátovým výkonem, a proto je nutné při výběru zohlednit i maximální kolektorový proud a samozřejmě ztrátový výkon. Pokud bude např.  $T_7$  plně otevřen a  $T_9$  tedy zavřen, bude opět  $T_9$  namáhán napětím téměř  $2U_{cc}$ . Napětí na zátěži se přičte k napětí zavřeného tranzistoru.

$$U_{CE9} = 2U_{cc} - U_{R24} - U_{CE7} = 70 - 1,8 - 3 = 65,2 \text{ V}$$

Na toto napětí musí být oba koncové tranzistory dimenzovány, samozřejmě s patřičnou rezervou. Proud do zátěže dodáván tranzistory střídavě, pro kladnou větev tranzistorem  $T_7$  a pro větev zápornou tranzistorem  $T_9$ . Jeho maximální špičková hodnota je 7,1 A. Časový průběh proudu je shodný s jednocestně usměrněným sinusovým proudem (v případě sinusového buzení zesilovače), jeho střední hodnota pak bude:

$$I_{AVG} = \frac{I_{max}}{\pi} = \frac{7,1}{\pi} = 2,26 \text{ A}$$

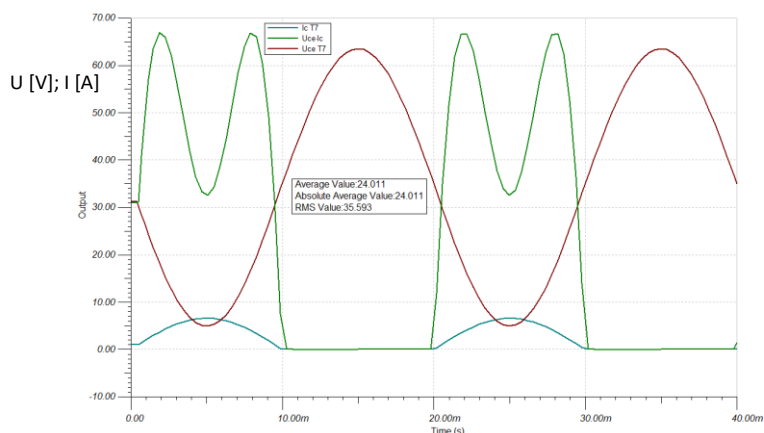
Zvolené tranzistory jsou opět komplementární, od firmy STMicroelectronics s označením BD911 a BD912. S maximálním kolektorovým napětím  $U_{CE0} = 100$  V, maximálním kolektorovým proudem  $I_c = 15$  A, maximální kolektorovou ztrátou  $P_c = 90$  W při teplotě  $T_c = 25$  °C a mezní frekvenci  $f_T = 3$  MHz. Tyto tranzistory budou muset být chlazeny.

### 5.4.1. Návrh chladiče koncových tranzistorů

Při napájecím napětí větve 35 V a střední hodnotě proudu v jedné větvi 2,26 A bude střední hodnota příkonu ze zdroje:

$$P_{AVG} = I_{AVG} U_{cc} = 2,26 \cdot 35 = 79 \text{ W}$$

Celkový odebíraný příkon ze zdroje při plném vybuzení bude pak  $2P_{AVG} = 158 \text{ W}$ . Zesilovač je schopen dodat do zátěže výkon 100 W, pak 58 W je teoretický ztrátový výkon celého zesilovače.

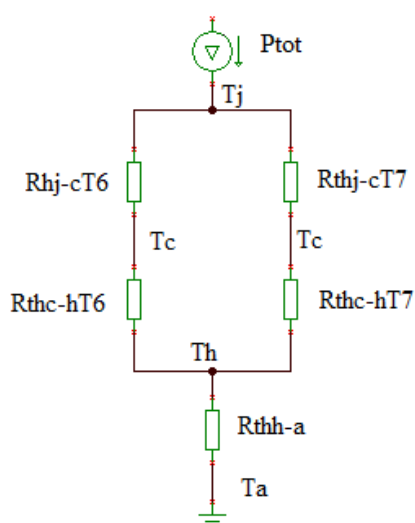


Obr. 27: Simulace časových průběhů na tranzistoru T7 při plném vybuzení zesilovače

Na obr. 27 je simulace časových průběhů okamžitého ztrátového výkonu tranzistoru a jeho střední hodnoty (textový údaj). Ze simulace jsou znatelné časové průběhy napětí kolektor – emitor tranzistoru (černá křivka) a časový průběh kolektorového proudu (šedá křivka). Maximální proud teče tranzistorem v případě jeho plného otevření, kdy je úbytek napětí  $U_{CE}$  nejmenší. Okamžitý ztrátový výkon je pak vyjádřený zelenou křivkou. Střední hodnota ztrátového výkonu jednoho tranzistoru je 24 W. Celkový ztrátový výkon obou tranzistorů pak bude 48 W. Ztráty přechodu báze-emitor jsou zanedbatelné.

Dále bude pro výpočet použita hodnota ztrátového výkonu 50 W.

Pro návrh chladiče se využije náhradní tepelné schéma zapojení tranzistorů připevněných na pasivní chladič.



Význam zkratk:

$P_{tot}$  – je zdroj celkového ztrátového výkonu.

$T_j$  – teplota PN přechodu součástky

$T_c$  – teplota pouzdra polovodiče

$T_h$  – teplota chladiče

$T_a$  – teplota okolí

$R_{thj-cT7, T9}$  – tepelný odpor mezi PN přechodem a pouzdrém součástky (datasheetový údaj 1,38 K/W)

$R_{thc-hT7, T9}$  – tepelný odpor mezi pouzdrém a chladičem (odpor silikonové podložky 0,4 K/W)

$R_{thh-a}$  – tepelný odpor mezi přechodem chladiče a okolní teplotou

Obr. 28: Náhradní tepelné schéma koncových tranzistorů na chladiči včetně silikonových podložek

Zjednodušení tepelného schématu a výpočet celkového tepelného odporu mezi přechodem polovodiče a chladičem:

$$R_{thj-h} = \frac{(R_{thj-cT7} + R_{thc-hT7})(R_{thj-cT9} + R_{thc-hT9})}{(R_{thj-cT7} + R_{thc-hT7}) + (R_{thj-cT9} + R_{thc-hT9})}$$

$$R_{thj-h} = \frac{(1,38 + 0,4)^2}{2(1,38 + 0,4)} = 0,9 \text{ K/W}$$

Pak platí:

$$P_{tot} = \frac{T_j - T_a}{R_{thj-h} + R_{thh-a}}$$

Z datasheetu je  $T_j = 150 \text{ °C}$ .

Celkový tepelný odpor chladiče se pak vypočte vyjádřením  $R_{thh-a}$  z předchozí rovnice:

$$R_{thh-a} = \frac{T_j - T_a}{P_{tot}} - R_{thj-h}$$

Teplotu okolí, resp. teplotu uvnitř přístrojové skříně volím  $40 \text{ °C}$ .

$$R_{thh-a} = \frac{150 - 40}{50} - 0,89 = 1,31 \text{ K/W}$$

Pasivní chladič by pak měl mít minimální teplotní odpor  $1,31 \text{ K/W}$ . Volím chladič s označením CHL50B/70s, s tepelným odporem  $1,2 \text{ K/W}$  a rozměry  $191 \times 50 \times 70 \text{ mm}$ .

Pak je možné ještě teoreticky ověřit, jakou bude mít po ustálení chladič teplotu uvnitř skříně při trvalém maximálním výstupním výkonu a vnitřní teplotě skříně např.  $30 \text{ °C}$ .

$$T_h = P_{tot} R_{thh-a} + T_a = 50,1,2 + 30 = 90 \text{ °C}$$

Tato situace v praxi nenastane. Zesilovače nebude buzen sinusovým signálem na plný výkon.

## 5.5. Výběr tranzistorů budícího stupně

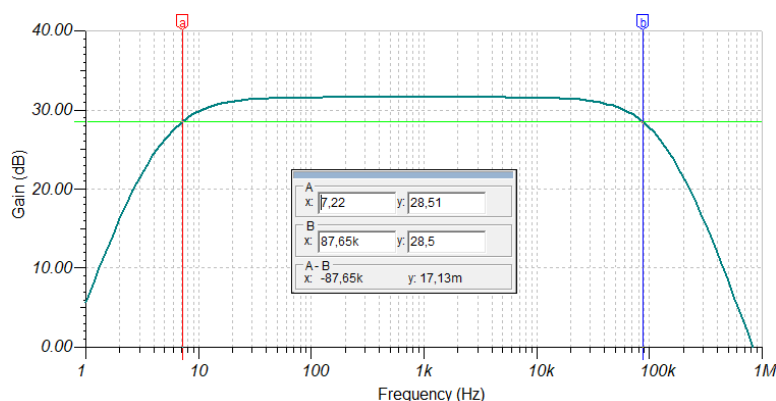
Tyto tranzistory slouží ke zvětšení proudového zesílení koncových tranzistorů, se kterými tvoří Darlingtonovo zapojení. Jsou opět zapojeny v sérii s napájecím napětím. Klidový proud budících tranzistorů a koncových tranzistorů závisí na otevření tranzistoru  $T_3$ , který nastavuje pracovní bod celého koncového stupně. Pokud je klidový proud koncových tranzistorů nastaven na cca  $40 \text{ mA}$ , je proud budiči zhruba poloviční. Velikost klidového proudu se nastavuje tak, aby se odstranilo přechodové zkreslení. Klidový proud by zas neměl být zbytečně velký, klesá pak účinnost zesilovače.

Tranzistory budiče jsou opět zapojeny v sérii s napájecím napětím. Pokud je jeden otevřený, druhý je zavřený a bude na něm téměř  $2U_{cc}$ , pokud se nepočítá úbytek na  $R_{18}$ , který bude asi  $1 \text{ V}$  a saturační

napětí otevřeného tranzistoru. Pro další výpočet budeme počítat s napětím  $U_{CEmax} = 65 \text{ V}$ . Na toto napětí musí být dimenzován přechod C-E tranzistorů. Pro výpočet budícího proudu koncových tranzistorů vyjdeme z jejich proudového zesílení při maximálním vybuzení. Podle datasheetu je proudové zesílení pro kolektorový proud 7 A cca 30 (odečteno z grafu). Pak musí budící tranzistory ve špičce dodat do bází koncových tranzistorů proud cca 230 mA. Tento proud teče tranzistorem, když je plně otevřený. Bude tedy nutné volit tranzistory opět jen podle napěťových limitů. Volím tranzistory stejné jako v napěťovém zesilovači, tedy 2SD669A a 2SB649A. Tyto tranzistory budou umístěny na společný chladič s výkonovými tranzistory. Je to především z důvodu teplotní vazby.

## 5.6. Stejnoseměrné vazby v zesilovači

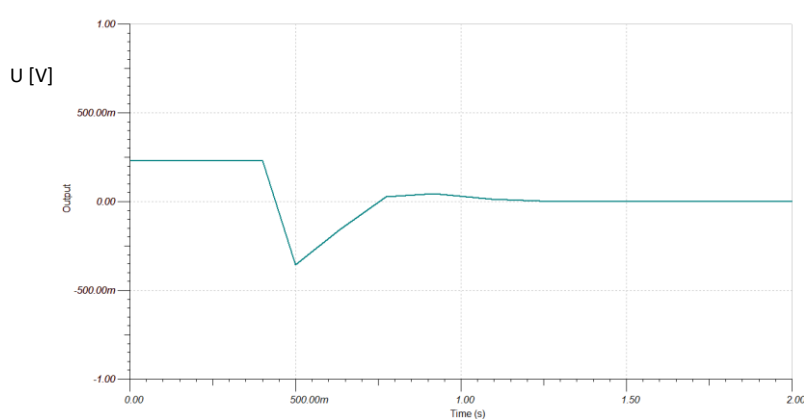
Pokud by měl zesilovač pracovat od stejnosměrných signálů, je nutné buď stejnosměrné vazby upravit nebo je ideálně úplně vypustit, pokud je to možné. Toto zapojení obsahuje dvě stejnosměrné vazby, které mají zásadní vliv na frekvenční charakteristiku na dolním okraji pásma. Na vstupu je to vazební kondenzátor  $C_1$ , který tvoří spolu se vstupní impedancí zesilovače horní propust prvního řádu. Druhou vazbou je blokovací kondenzátor  $C_3$ , který má zásadní vliv na zesílení nízkých kmitočtů. V původním zapojení byly voleny kondenzátory  $C_1 = 2,2 \text{ uF}$  a  $C_3 = 47 \text{ uF}$ . Pak má amplitudová frekvenční charakteristika typický průběh:



Obr. 29: Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky zesilovače s původními hodnotami součástek ve stejnosměrných vazbách

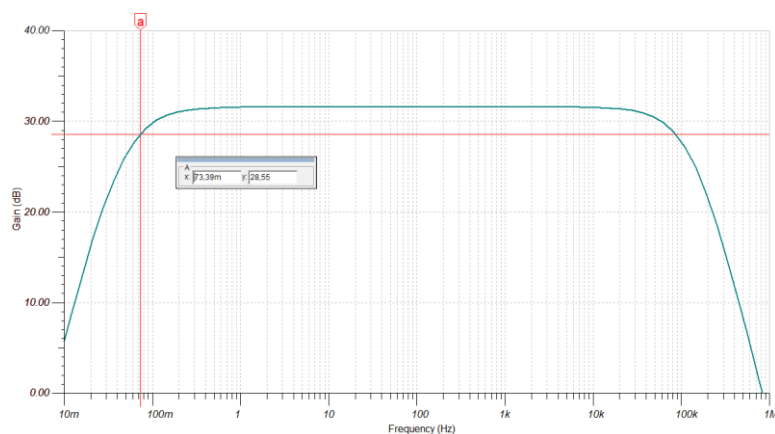
Jak je z obrázku patrné, dolní mezní frekvence je i tak nastavena relativně nízko, na cca 7 Hz (-3 dB). Horní mezní frekvence je omezena mj. i vstupním filtrem (dolní propust), který je tvořen  $R_2$ ,  $C_2$  a je nastaven na cca 75 kHz (-3 dB). Při buzení stejnosměrným signálem zesilovač téměř nereaguje a signál nezesiluje. Na výstupu se objeví krátký pulz. Blokovací kondenzátor  $C_3$  a rezistor  $R_6$  spolu tvoří RC článek, který má zásadní vliv na pokles výstupního napětí, obr. 30.



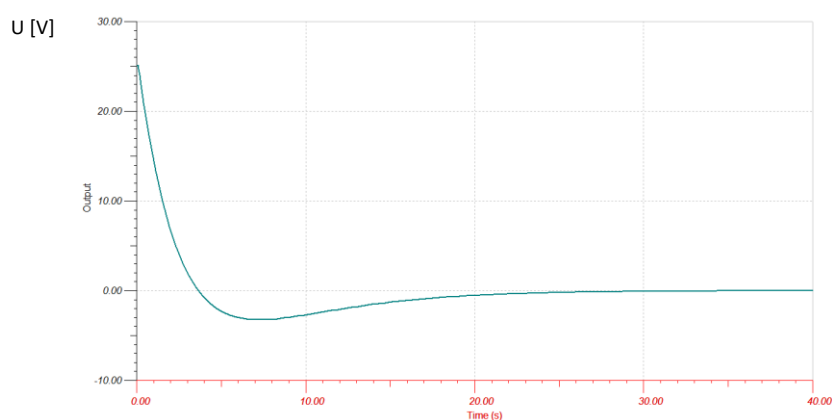


Obr. 30: Simulace časového průběhu výstupního signálu při buzení stejnosměrným napětím 700 mV

Pokud zvýšíme hodnoty obou kapacit např. 100x, pak se sníží dolní mezní frekvence na cca 73 mHz, tedy také 100x, viz. Obr 31. Zesilovač více reaguje na stejnosměrný vstupní signál. Výstupní napětí bude klesat, jak je uvedeno na obr. 32.

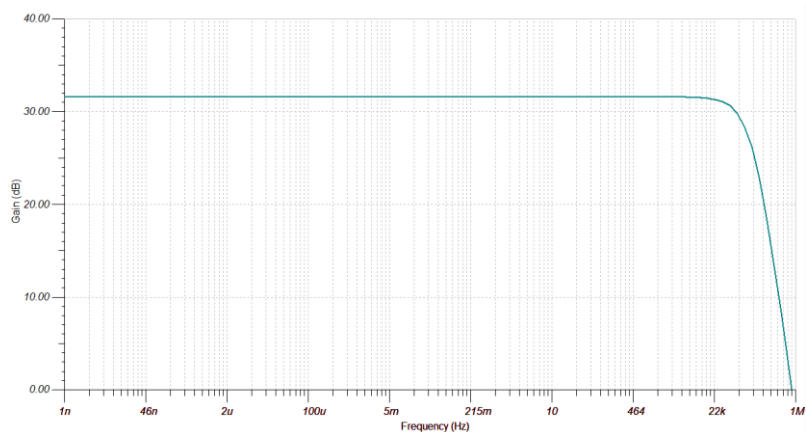


Obr. 31: Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky zesilovače se 100násobnými hodnotami kapacit

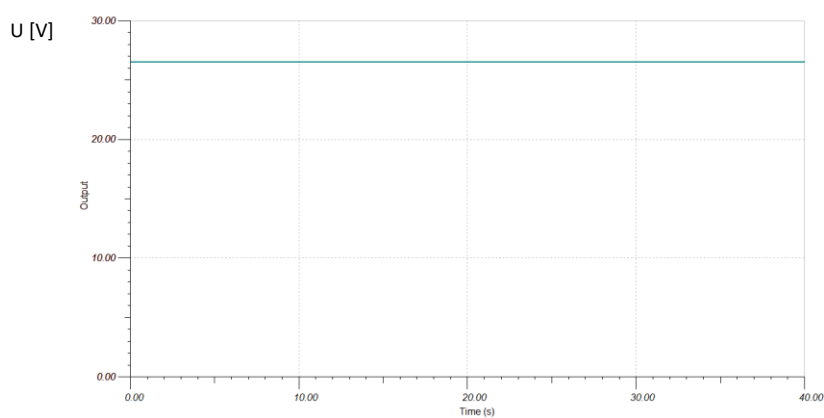


Obr. 32: Simulace časového průběhu výstupního signálu při buzení stejnosměrným napětím 700 mV se 100násobnými hodnotami vazebních kapacit

Zesilovač začne zesilovat i stejnosměrné signály až v případě, kdy nebude obsahovat žádnou z předešlých vazeb.

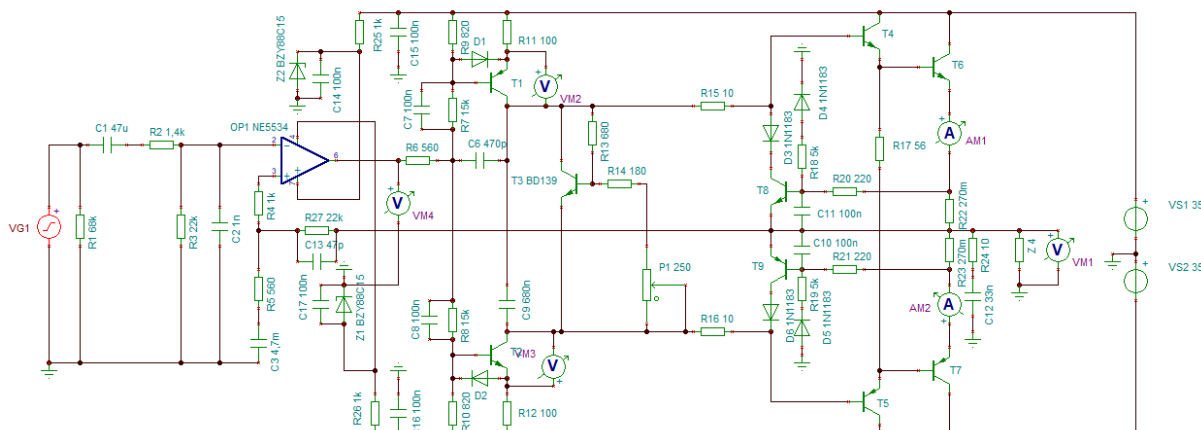


Obr. 33: Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky zesilovače bez stejnosměrných vazeb



Obr. 34: Simulace časového průběhu výstupního signálu při buzení stejnosměrným napětím.  
Zesilovač neobsahuje stejnosměrné vazby

## 6. Popis schématu a simulace



Obr. 35: Schéma zesilovače pro simulaci v programu DesignSoft Tina

### 6.1. Popis funkce

Obvodové schéma je v příloze č. 1. Skládá se, jak bývá u výkonových zesilovačů běžné, ze třech hlavních bloků. První blok je diferenciální vstupní zesilovač složený z operačního zesilovače NE5534 zapojeného jako invertující zesilovač, který zesiluje rozdíl signálů na svých vstupech, tedy vstupu celého zesilovače a signálu z výstupu zavedeného přes hlavní zápornou zpětnou vazbu ( $R_{27}$  a  $C_{13}$ ) z výstupu koncového stupně. Na vstupu tohoto zesilovače jsou vstupní filtry – dolní a horní propust. Horní propust bylo nutné navrhnout na nižší mezní frekvenci, popř. je možné ji úplně odpojit. Zesílení celého zesilovače určuje záporná zpětná vazba, která je daná poměrem  $R_{27}$  a  $R_5$  a je nastavena na zesílení ca 32 dB. Vazba je blokována proti zemi kondenzátorem  $C_3$  a  $C_4$ , které opět určují dolní mezní frekvenci zesilovače. Zpětnovazební odpor  $R_{27}$  je přemostěn kondenzátorem  $C_{13}$ , který zesilovač frekvenčně stabilizuje – zkratuje zpětnovazební rezistor na vysokých frekvencích a tím snižuje zesílení a brání tak rozkmitání zesilovače. Pro frekvence v řádů MHz by se mohlo stát, že by byla splněna fázová podmínka pro vznik oscilací. Tomu lze zabránit tak, že nebude splněna amplitudová podmínka, jinými slovy zesílení bude menší než 1 a to právě zaručí zpětnovazební kapacita. Stejný význam má i kondenzátor  $C_5$  v kompenzaci dif. zesilovače).

Výstup diferenciálního zesilovače pokračuje na druhý blok – rozkmitový stupeň neboli napěťový zesilovač složený z tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  pracujících ve třídě A. Pracovní body jsou určeny báзовými a emitorovým odpory, klidový proud tranzistorů je nastaven na asi 10 mA. Diody zapojené mezi bázi a emitor tranzistorů mají pouze ochranný charakter.

Dále následuje obvod s tranzistorem  $T_3$ , který slouží k nastavení pracovního bodu koncových tranzistorů.  $T_3$  musí být umístěn na chladič společně s koncovými tranzistory. Trimrem  $P_1$  se nastavuje klidový proud (a tedy i pracovní bod koncových tranzistorů). Velmi důležité je použití odpovídajícího chladiče koncových tranzistorů, a především zesilovač vůbec neprovozovat bez chladiče. Koncové tranzistory se budou ohřívat klidovým proudem a s rostoucí teplotou bude jejich vodivost ještě růst, což může skončit tepelnou destrukcí přechodu koncových tranzistorů. Koncové a budící tranzistory je nutné umístit na společný chladič spolu s  $T_3$ . Při zvyšování teploty koncových tranzistorů se bude zvyšovat i teplota  $T_3$  a jeho vodivost bude také růst a napětí  $U_{ce}$  bude ovšem klesat, což bude koncové tranzistory uzavírat. Je to v podstatě teplotní záporná zpětná vazba. Tranzistor  $T_3$  je přemostěn pro střídavé signály kondenzátorem  $C_3$ .

Další blok je budící stupeň koncových tranzistorů složený z  $T_4$  a  $T_5$  a samotný koncový stupeň s  $T_6$  a  $T_7$ . Zesilovač je plně symetrický, horní část zpracovává signály s kladnou amplitudou, ta spodní s amplitudou zápornou. Ačkoliv jsou tranzistory zapojeny vůči napájecímu napětí sériově, pro nízkofrekvenční signál jsou zapojeny paralelně. Koncové tranzistory pracují ve třídě AB. Klidový proud se nastavuje trimrem  $P_1$ .

Tranzistory  $T_8$  a  $T_9$  zastávají funkci ochrany proti proudovému přetížení. Snímají úbytek napětí na emitorových rezistorech koncového stupně a při překročení určité meze začnou omezovat vstupní signál do budícího stupně.

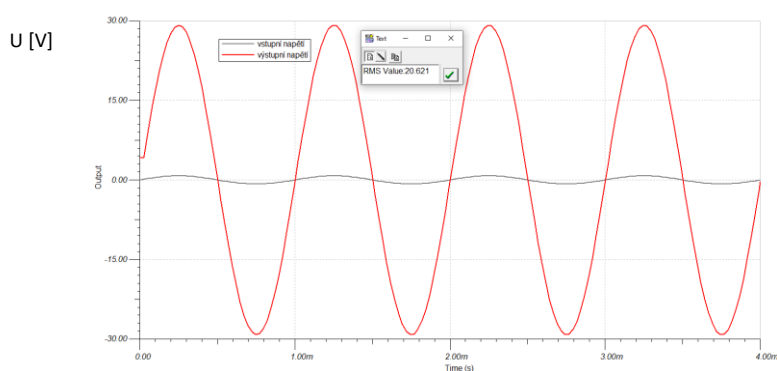
Diody  $D_7$  a  $D_8$  mají opět ochranný charakter, nazývají se rekuperační a odvádí případné naindukované napěťové špičky opačné polarity na zátěži zpět do zdroje. Obvod složený z  $R_{24}$  a  $C_{12}$  je tzv. Boucherottův člen, jinými slovy vysokofrekvenční zkrat, který ochrání zátěž před kmitáním na vysokých frekvencích. Vzniku bohužel nijak nezabrání. Obě napájecí větve jsou jištěny rychlými pojistkami 5 A.

Součástí zapojení je také stabilizátor se Zenerovými diodami pro odvození napájecího napětí pro operační zesilovač.

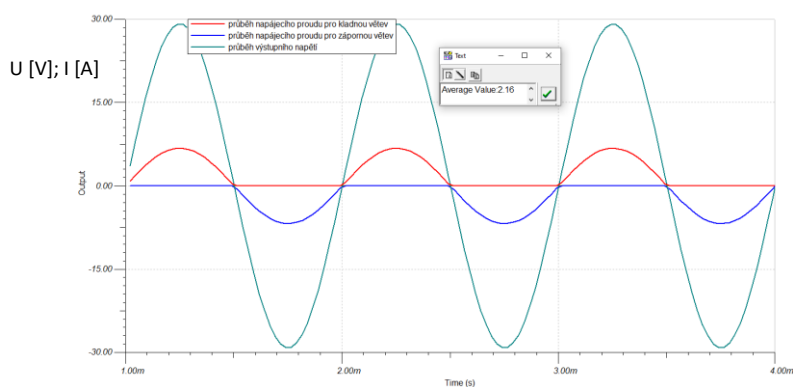
## 6.2. Simulace

### 6.2.1. Časové průběhy zesilovače pro plné vybuzení

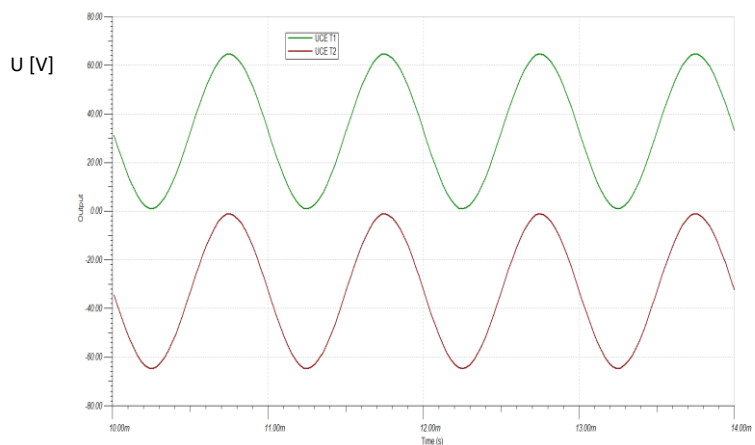
Simulace časových průběhů pro vstupní signál  $u_{1RMS} = 530 \text{ mV}$ , pak  $u_{2RMS} = 20,62 \text{ V}$  a zátěž  $4 \Omega$ .



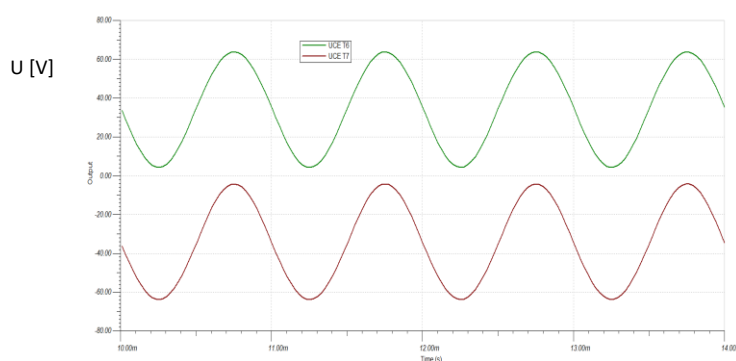
Obr. 36: Simulace časového průběhu vstupního a výstupního napětí pro plné vybuzení



Obr. 37: Simulace časového průběhu výstupního napětí pro plné vybuzení a proudů zátěží



Obr. 38: Simulace časových průběhů napětí přechodů C-E pro tranzistory v napěťovém zesilovači při plném vybuzení



Obr. 39: Simulace časových průběhů napětí přechodů C-E pro tranzistory v koncovém zesilovači při plném vybuzení

Na obr. 37 je opět výstupní napětí při plném vybuzení a zároveň barevně odlišeny průběhy proudů tekoucích zátěží. Jak již bylo zmíněno, proudy tečou střídavě z kladné a záporné větve podle toho, jak se koncové tranzistory otevírají. Časové průběhy proudů kopírují tvar zesilovaného signálu. Při sinusovém buzení mají proudy rovněž sinusový tvar.

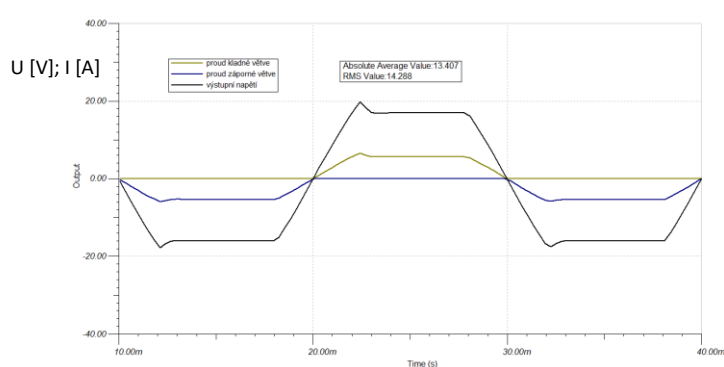
Z obr. 35 a 36 je patrné, že tranzistory jak v napěťovém zesilovači, tak v koncovém stupni pracují vždy proti sobě. Když je jeden plně otevřený, je druhý zavřený a je na něm téměř  $2U_{cc}$ .

Při kladné půlvlně signálu na vstupu zesilovače, bude na výstupu diferenciálního zesilovače záporná půlvlna. Operační zesilovač je zapojen jako invertující. Záporná půlvlna na výstupu OZ způsobí pokles napětí na bázi  $T_1$ , který se více otevře. Napětí na jeho kolektoru vzroste a tím vzroste i napětí na bázi  $T_4$ , který se opět více otevře. Tím se samozřejmě zvýší i napětí na koncovém tranzistoru  $T_6$ , který se také více otevře a výsledkem bude zvýšení napětí na výstupu. Kladná půlvlna na vstupu, pak vyvolá kladnou půlvlnu na výstupu. Zesilovač pracuje ve fázi. Tranzistor  $T_1$  vodivosti PNP je použit v kladné větvi zesilovače právě z důvodu invertujícího zapojení OZ.

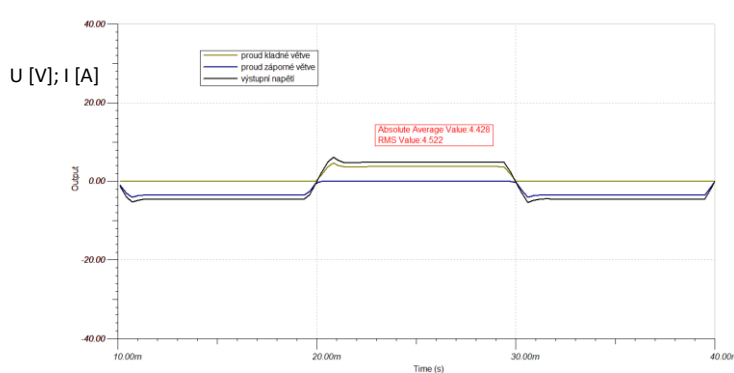
### 6.2.2. Ověření funkce proudové pojistky

Na obr. 36 jsou časové průběhy vstupního a výstupního signálu pro plné vybuzení. Pokud bychom na zesilovač připojili zátěž nižší než  $4\ \Omega$ , začne proudová pojistka omezovat výstupní proud. Funkce je identická pro obě větve zesilovače. Tranzistory  $T_8$  a  $T_9$  snímají úbytek napětí na emitorových rezistorech koncových tranzistorů. Pokud překročí úbytek na emitorovém rezistoru určitou hodnotu, otevře se příslušný snímací tranzistor a omezí další nárůst. Proudová pojistka je závislá na amplitudě snímaného napětí, to zaručuje sériové zapojení  $R_{18}$  a  $D_4$ . Kondenzátory blokují báze tranzistorů proti napěťovým špičkám.

Pokud tedy např. snížíme zátěž na  $3\ \Omega$ , začne proudová pojistka omezovat výstupní výkon.



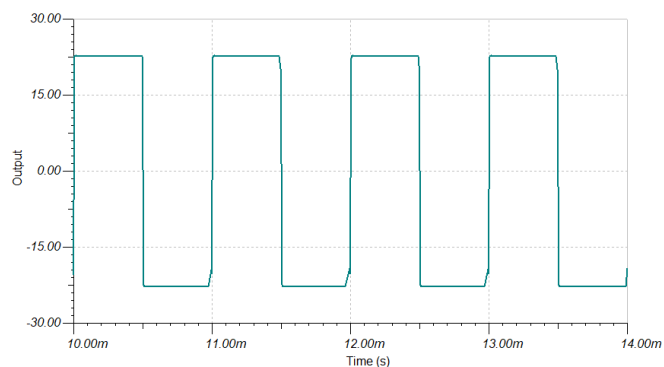
Obr. 40: Simulace časových průběhů při zátěži  $3\ \Omega$  s aktivní proudovou pojistkou



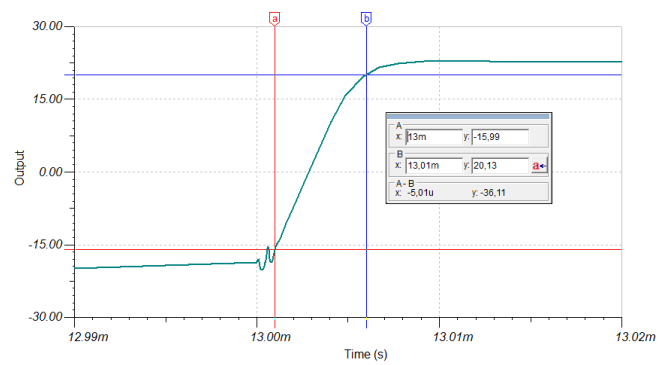
Obr. 41: Simulace časových průběhů při zátěži  $1\ \Omega$  s aktivní proudovou pojistkou

Na obr. 40 a 41 lze vidět, jak proudová pojistka omezuje výstupní napětí a proud. Při zátěži  $3\ \Omega$  je výstupní napětí omezeno na 14,3 V, tomu odpovídá podle (1) výstupní výkon 68 W. Pokud se sníží zatěžovací impedance na  $1\ \Omega$ , bude výstupní výkon už jen na 15,6 W. Nepatrný překmit při nárůstu, resp. poklesu je důsledkem zpoždění pojistky.

### 6.2.3. Simulace obdélníkového průběhu a rychlosti přeběhu



Obr. 42: Simulace časového průběhu při buzení obdélníkovým signálem



Obr. 43: Simulace časových průběhů pro zjištění rychlosti přeběhu

Podle vztahu (6) pak bude rychlost přeběhu:

$$SR = \frac{20,13 + 15,99}{(13,006 - 13,001) \cdot 10^{-6}} = 7,2 \text{ V}/\mu\text{s}$$



## 7. Měření a ověření vlastností realizovaného zesilovače

### 7.1. Vybavení pro měření a testování zesilovače

Pro napájení zesilovače sloužil symetrický laboratorní zdroj MATRIX MODEL MPS-300L-3 s regulovatelným výstupním napětím 2x 0 - 30 V a výstupním proudem 2x 0 - 3 A. S tímto zdrojem není možné dosáhnout plného výkonu zesilovače. Ovšem na testování je vhodný z důvodu možnosti nastavení proudového omezení.

Zesilovač byl buzen z arbitrárního generátoru funkcí AXIOMET AX-DG1005AF s frekvenčním rozsahem od 1uHz do 5 MHz.

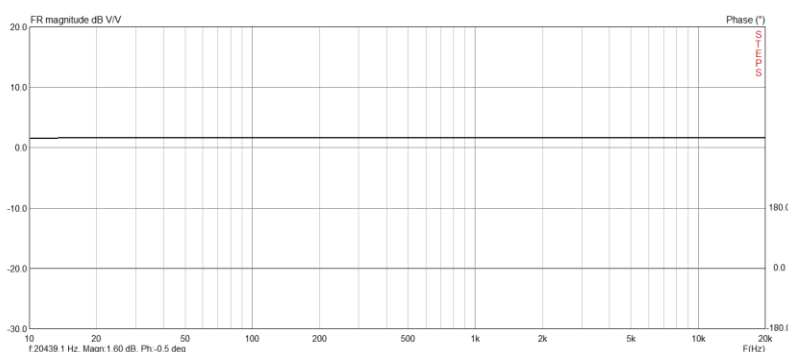
Časové průběhy veličin byly snímány na digitálním dvoukanálovém osciloskopu Hantek DSO5102P 2x 100 MHz.

Dále byl použit nesymetrický laboratorní 0-30 V zdroj pro buzení stejnosměrným signálem a pro měření a oživování digitální stolní multimetr GoldStar DM-441B a pro měření vstupní impedance RLC metr AXIOMET AXLCR41A.

Pro měření amplitudových frekvenčních charakteristik a zkreslení zesilovače byl využit počítačový software ARTA, který primárně slouží pro měření amplitudových frekvenčních charakteristik reproduktorů pomocí měřicího mikrofону. Tento software lze samozřejmě využít pro měření frekvenčních charakteristik jakéhokoliv dvojbranu. Soustavu měřeného reproduktoru a měřicího mikrofónu lze jistým způsobem také chápat jako dvojbran, kde vstupem jsou svorky reproduktoru a výstupem výstupní svorky mikrofónu.

Samotné měření je realizováno s externí dvoukanálovou zvukovou kartou Focusrite Scarlett i2. Zapojení je jednoduché. Pravý kanál je uvažován jako referenční a jeho výstup se propojí se vstupem zvukové karty. Na výstup levého kanálu se připojí vstup zesilovače a výstup zesilovače se připojí na vstup pravého kanálu zvukové karty. Jako měřicí signál byl zvolen růžový šum. Frekvenční charakteristika je Fourierovou transformací výstupního signálu zesilovače.

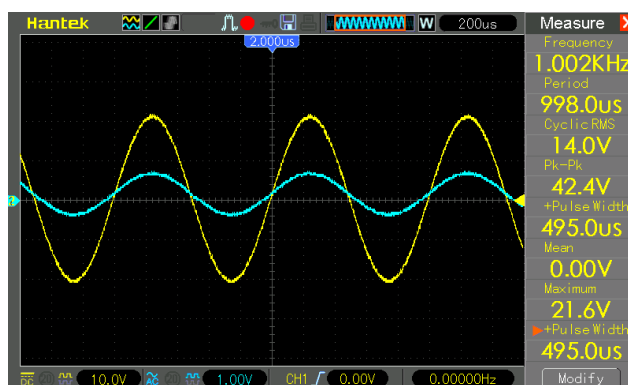
Referenční amplitudová frekvenční charakteristika zvukové karty je na následujícím obrázku.



Obr. 44: Frekvenční charakteristiky zvukové karty Focusrite Scarlet 2i2 (černá – amplitudová, šedá – fázová charakteristika)

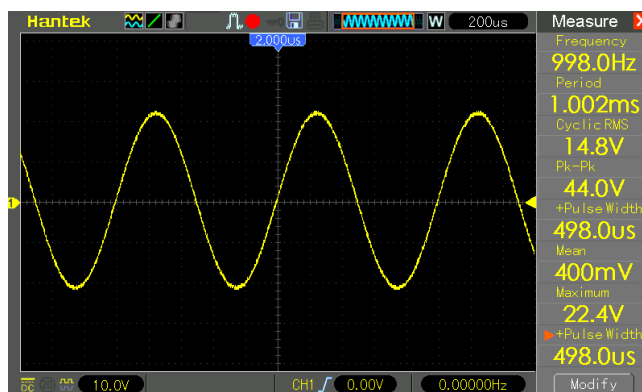
Bohužel software neumožňuje měření pro frekvence nižší jak 10 Hz. Je to především z důvodu, že je primárně určen pro měření frekvenčních charakteristik reproduktorů. Proto bude frekvenční charakteristika měřena bod po bodu.

## 7.2. Změření časové průběhy



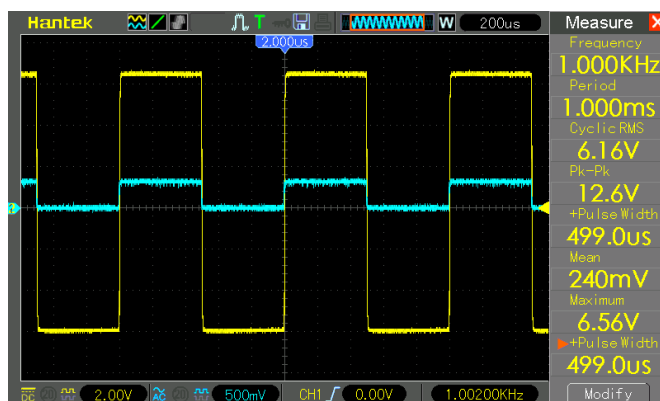
Obr. 45: Časový průběh vstupního a výstupního napětí pro plný výkon na zátěži 4  $\Omega$

Maximální dosažitelný výkon ze zdroje 2x30 V, 3 A je podle obr. 45 a vztahu (1)  $P = 40$  W na odporové zátěži 4,3  $\Omega$  při vstupním napětí  $u_1 = 530$  mV.

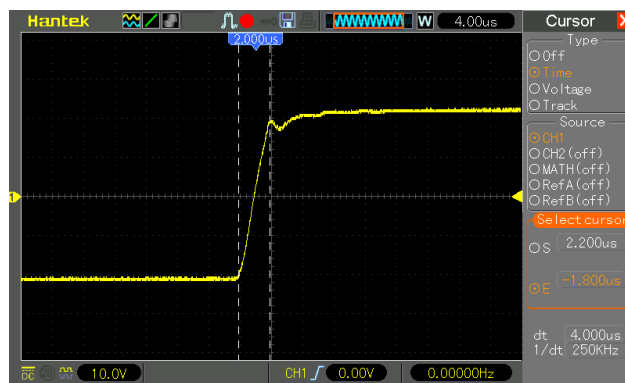


Obr. 46: Časový průběh výstupního napětí pro plný výkon na zátěži 8  $\Omega$

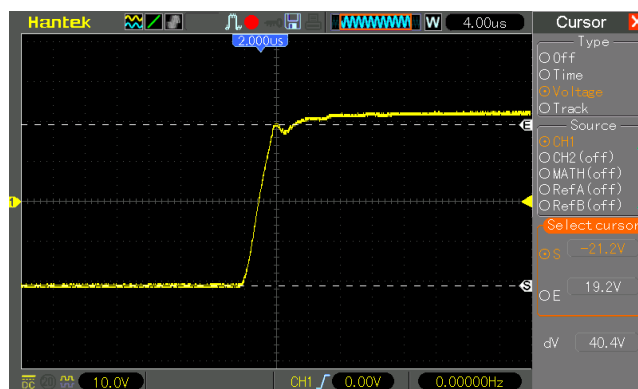
Maximální dosažitelný výkon při napájecím napětím 27,5 V (pro srovnání s TDA 1514A) na zátěži 7,35  $\Omega$  je podle (1)  $P = 29$  W.



Obr. 47: Časový průběh vstupního a výstupního napětí při buzení obdélníkovým signálem pro střední výkon zátěži 4  $\Omega$

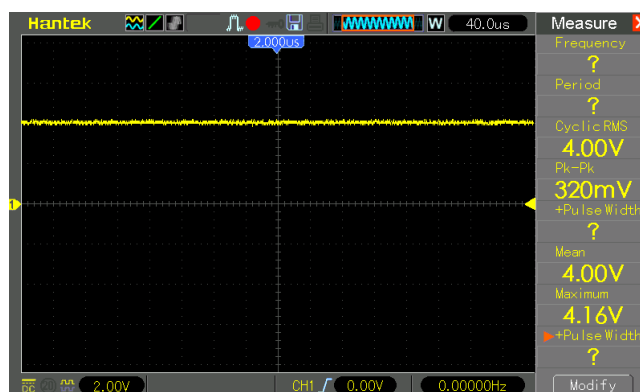


Obr. 48: Časový průběh náběžné hrany obdélníkového signálu pro plné vybuzení s vyznačením časového zpoždění

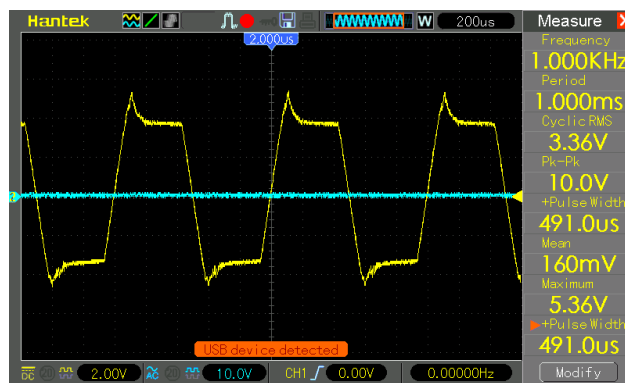


Obr. 49: Časový průběh náběžné hrany obdélníkového signálu pro plné vybuzení s vyznačením napětového skoku

Z předchozích dvou obrázků plyne podle (6) rychlost přeběhu  $40,4/4 = 10,1 \text{ V/us}$ .



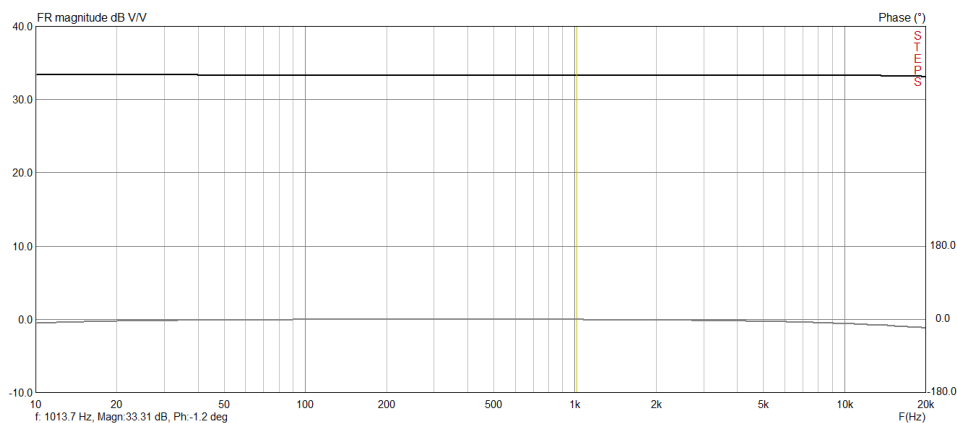
Obr. 50: Časový průběh výstupního signálu při buzení stejnosměrným napětím  $u_1 = 100\text{mV}$



Obr. 51: Časový průběh výstupního signálu při zátěži  $1\ \Omega$  – funkce proudové pojistky

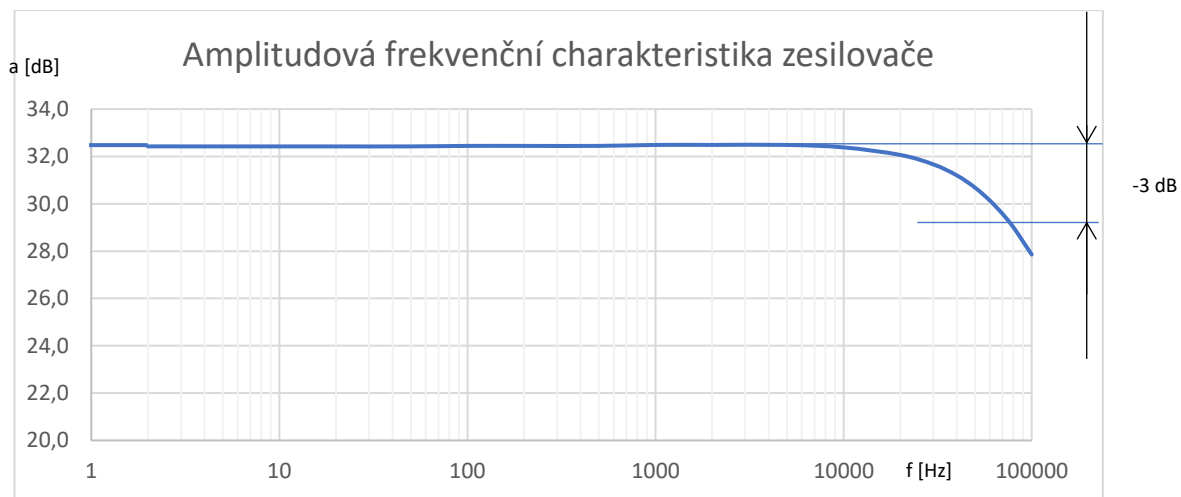
Na obr. 51 je vyobrazena funkce proudové pojistky. Výstupní výkon v tomto případě je podle vztahu (1) omezen na 11 W. Překmitý jsou důsledkem zpoždění pojistky.

### 7.3. Frekvenční charakteristiky



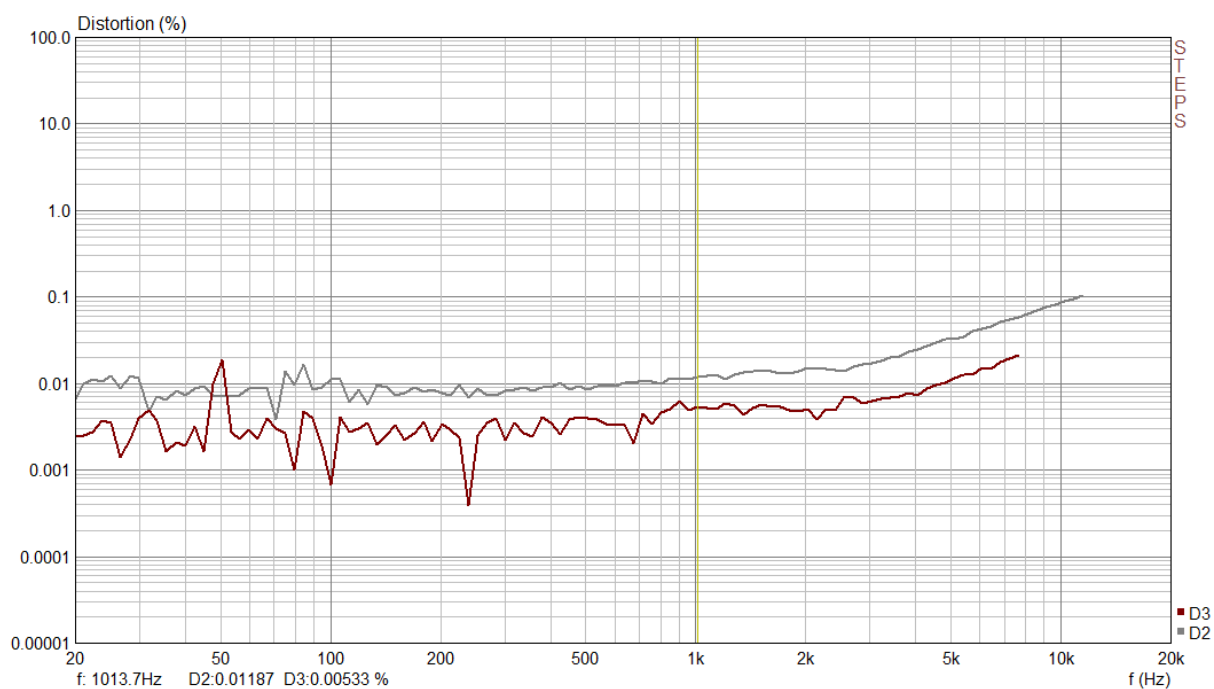
Obr. 52: Amplitudová (černě) a fázová (šedě) frekvenční charakteristika zesilovače

Na obr. 52 je změřená amplitudová (černě) a fázová (šedě) frekvenční charakteristika pomocí softwaru ARTA. Tento software umožňuje měření pouze od 10 Hz. Účelem měření bylo především zobrazení fázové charakteristiky, která je téměř lineární.



Obr. 53: Amplitudová frekvenční charakteristika měřená bod po bodu

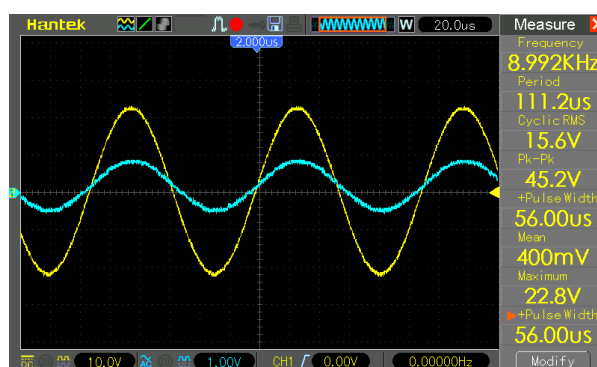
Při měření amplitudové frekvenční charakteristiky bylo vstupní napětí na konstantní hodnotě 100mV. Pro horní mezní frekvenci lze z grafu odečíst hodnotu cca 80 kHz, při které nastává pokles o 3 dB. Pro nulovou frekvenci má zesilovač stejné zesílení, časový průběh je na obr. 50.



Obr. 54: Frekvenční průběh zkreslení pro střední výstupní výkon 20 W

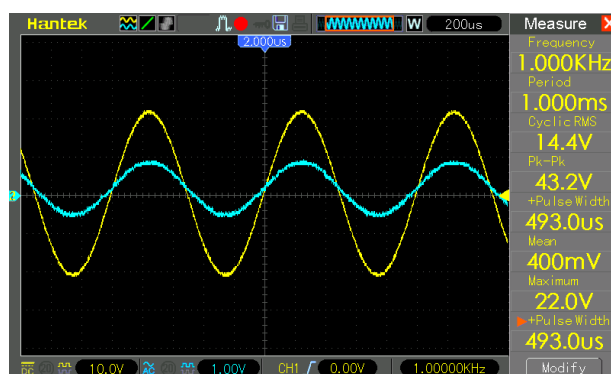
## 8. Měření a ověření vlastností integrovaného obvodu TDA1514A

Schéma zapojení je v příloze 5. Jedná se o datasheetové zapojení pro testování obvodu. Na vstupu obvodu je filtr typu horní propust složený s  $R_1$  a  $C_1$ . Obvod bude testován bez vstupního filtru. Dále obvod obsahuje zpětnou vazbu, která se skládá z  $R_3$  a  $R_2$ . Jejich poměr pak udává zesílení, které je nastaveno na 29 dB. Obvod zahrnuje také Boucherottův článek, složený z  $C_3$  a  $R_8$ . A kladnou zpětnou vazbu typu bootstrap, která je vedená z výstupu na vývod 7. Tato zpětná vazba zavádí výstupní střídavé napětí zpět na vstup koncového stupně. Díky tomu je možné dosáhnout většího rozkmitu a vyššího výstupního výkonu.



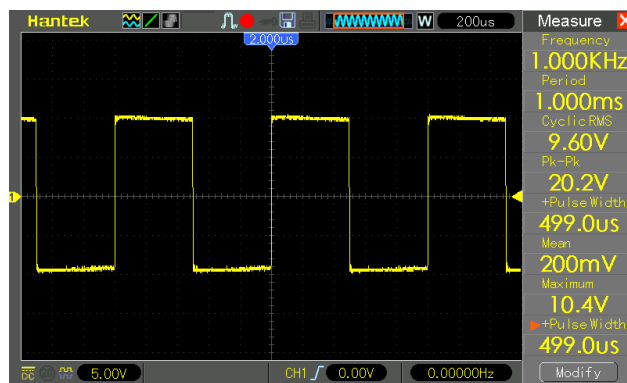
Obr. 55: Časový průběh vstupního a výstupního napětí pro plný výkon na zátěži 4  $\Omega$

Maximální dosažitelný výkon ze zdroje 2x30 V, 3 A je podle obr. 41 a vztahu (1)  $P = 56$  W na odporové zátěži 4,3  $\Omega$  při  $u_1 = 507$  mV.

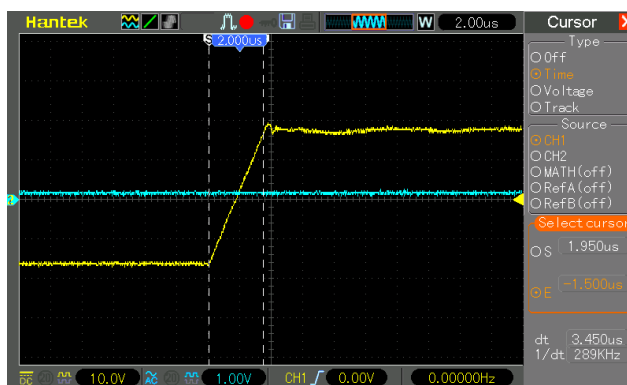


Obr. 56: Časový průběh výstupního napětí pro plný výkon na zátěži 8  $\Omega$

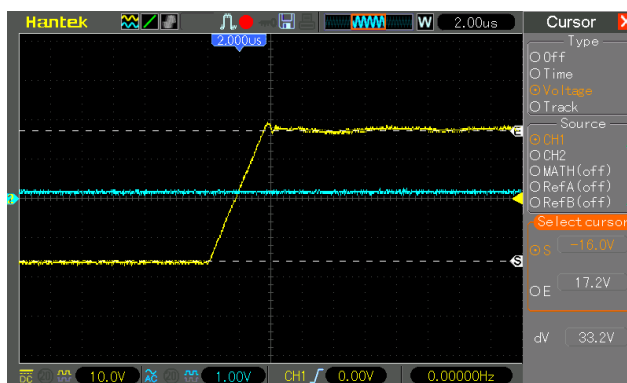
Maximální dosažitelný výkon při napájecím napětím 27,5 V na zátěži 7,35  $\Omega$  je podle (1)  $P = 28,2$  W.



Obr. 57: Časový průběh vstupního a výstupního napětí při buzení obdélníkovým signálem pro střední výkon zátěži  $8\ \Omega$

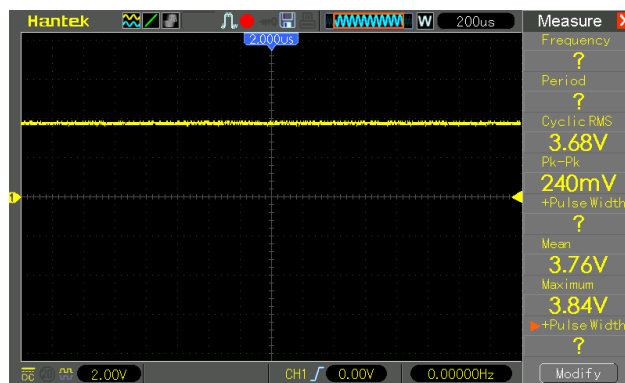


Obr. 58: Časový průběh náběžné hrany obdélníkového signálu pro plné vybuzení s vyznačením časového zpoždění



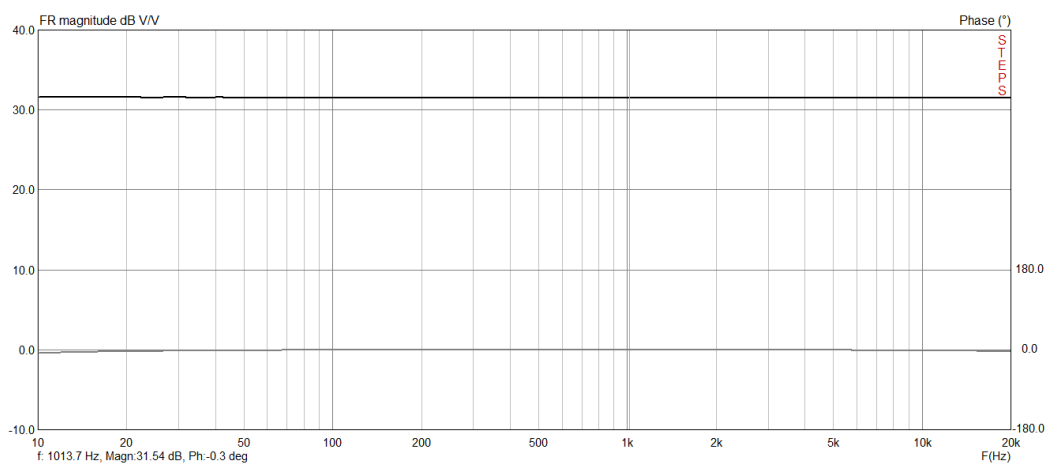
Obr. 59: Časový průběh náběžné hrany obdélníkového signálu pro plné vybuzení s vyznačením napěťového skoku

Z předchozích dvou obrázků plyne podle (5) rychlost přeběhu  $33,2/3,5 = 9,6\ \text{V/us}$ .

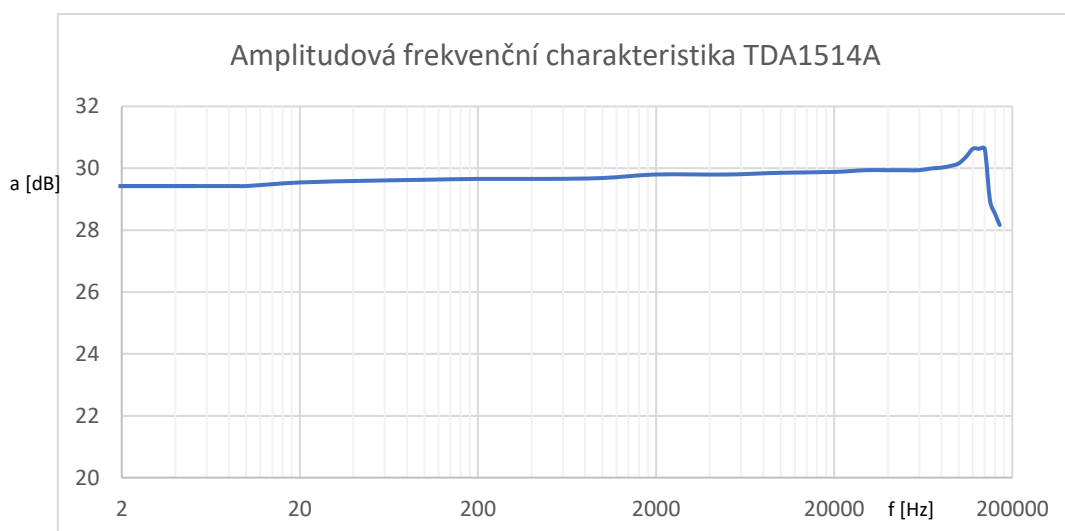


Obr. 60: Časový průběh výstupního signálu při buzení stejnosměrným napětím  $u_1 = 100\text{mV}$

## 8.1. Frekvenční charakteristiky



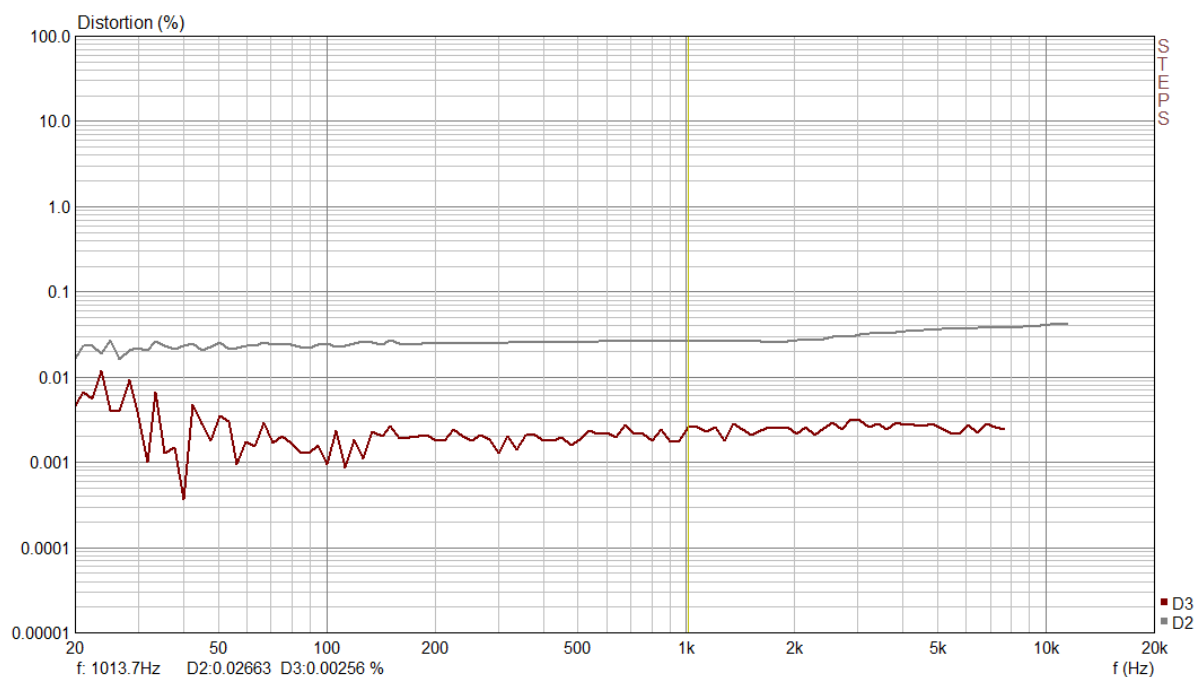
Obr. 61: Amplitudová (černě) a fázová (šedě) frekvenční charakteristika zesilovače



Obr. 62: Amplitudová frekvenční charakteristika měřená bod po bodu



Horní okraj amplitudové frekvenční charakteristiky dosahuje při poklesu zesílení o 3 dB hodnoty 190 kHz.



Obr. 63: Frekvenční průběh zkreslení pro střední výstupní výkon 30 W

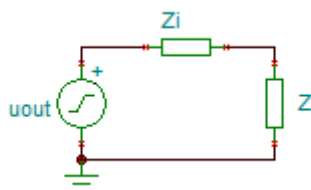
## 9. Porovnání výsledků

Parametr	Poznámka	Simulace 100 W	Zesilovač měření	Datasheet TDA1514A	Zesilovač s TDA1514A
Maximální napájecí napětí [V]		±35	±27,5	±27,5	±27,5
Klidový odběr [mA]		40	40	56	60
Vstupní citlivost [mV]		530	350	-	507
Výstupní výkon [W]	4 Ω; ±27,5 V; 1 kHz	101	40	51	56
Výstupní výkon [W]	8 Ω; ±27,5 V; 1 kHz	53	29	28	28,2
Minimální zatěžovací impedance [Ω]		4	4	4	4
Vstupní impedance [kΩ]	1 kHz	17,3	17,3	20	19,9
Zesílení uzavřené smyčky [dB]		32	32	30	29,1
Výstupní šumové napětí [mV]	Vstup nakrátko	0,6	2,8	7	6,6
THD [%]	1 kHz, 32 W	-	0,01	0,01	0,03
Rychlost přeběhu [V/us]		7,2	10,1	14	9,6
Výstupní impedance [Ω]		0	0,1	0,1	0,1
Dolní mezní frekvence (-3 dB) [Hz]	Bez vstupního filtru	0	0	-	0
Horní mezní frekvence (-3 dB) [kHz]	Bez vstupního filtru	75	80	-	190

Tab. 1: Porovnání naměřených hodnot se simulací a datasheetem TDA1514A

Simulace zesilovače byla realizována pro napájecí napětí ±35 V a samozřejmě bez omezení proudu. Měření zesilovače z diskrétních součástek a TDA1514A bylo realizováno s napájecím napětím ±27,5 V pro možnost porovnání. Nižší napájecí napětí má vliv pouze na velikost dosažitelného výkonu a vstupní citlivost. Klidový proud je u zesilovače z diskrétních součástek nastavitelný. 40 mA se jeví jako dostatečných. Vstupní šumové napětí bylo měřeno jako střední hodnota pomocí osciloskopu.

Pozn. k měření výstupní impedance zesilovače



Obr. 64: Náhradní schéma pro měření výstupní impedance

Zdroj napětí ve schématu představuje ideální zdroj napětí s vnitřní impedancí  $Z_i$ , kterou budeme měřit. Zátěž zesilovače je označena jako  $Z$  a je rovna 4,3 Ω. Při zatížení zesilovače vznikne průtokem proudu úbytek napětí na  $Z_i$ , který se při provozu naprázdno neprojeví. Vstupní impedance bude vypočtena pro následující změřené hodnoty: napětí naprázdno  $u_0 = 6,55\text{V}$ , napětí se zátěží  $u_z = 6,10\text{V}$ , pak

$$Z_i = \frac{u_0 - u_z}{I} = \frac{6,55 - 6,10}{4,3} = 0,1\Omega$$

## 10. Závěr

Cílem práce bylo navrhnout a realizovat laboratorní přípravek výkonového operačního zesilovače, resp. výkonového zesilovače, který by byl schopen zesilovat stejnosměrné signály. Zařízení bylo nutné teoreticky ověřit pomocí simulací, zvolit vhodné součástky, navrhnout desku plošných spojů a celé zařízení umístit do přístrojové krabice. Poté porovnat parametry realizovaného zesilovače a parametry výkonového integrovaného obvodu TDA1514A.

První část práce se zabývá popisem parametrů výkonových zesilovačů, druhy zpětných vazeb a jednotlivými obvodovými celky, ze kterých se zesilovače skládají. Druhá část práce je pak zaměřena na teoretický návrh, výpočty, a především simulace v programu DesignSoft Tina. Praktická část také zahrnuje naměřené hodnoty realizovaného zesilovače včetně časových průběhů a frekvenčních charakteristik. Časové průběhy a charakteristiky byly také změřeny pro TDA1514A a výsledky shrnuty do přehledné tabulky. Poslední část práce obsahuje obrazové přílohy, které obsahují výkresovou dokumentaci obvodového schématu zesilovače včetně návrhu desky plošných spojů a seznamu součástek fotografií přípravku. Také schéma a návrh desky plošných spojů pro obvod TDA1514A. V poslední části je pak rozměrový výkres přístrojové krabice.

Parametry realizovaného zesilovače byly porovnány se simulací a naměřenými hodnotami a zároveň s datasheetem integrovaného obvodu TDA1514A a jeho naměřenými hodnotami. Podle simulace je zesilovač schopen při velikosti napájecího napětí  $\pm 35$  V dosáhnout výkonu 100 W na zátěži 4  $\Omega$ . Napájecí napětí by bylo možné ještě zvýšit, v podstatě je tu limitace jen ze strany parametrů tranzistorů (maximální kolektorové napětí a ztrátový výkon). Ovšem je nutné respektovat maximální povolené hodnoty tranzistorů a mít jisté rezervy. Oproti tomu maximální napájecí napětí TDA1514 je pevně dané ( $\pm 27,5$  V), obvod má v datasheetu uveden maximální dosažitelný výstupní výkon 48 W na zátěži 4  $\Omega$ . Klidový proud je také daný vnitřním zapojením obvodu.

Oba zesilovače byly testovány s laboratorním zdrojem  $\pm 27,5$  V (pro možnost srovnání) s maximálním výstupním proudem 3 A. Realizovaný zesilovač dosáhl výstupního výkonu 40 W (4  $\Omega$ ) a 29 W (8  $\Omega$ ). TDA1514A dosáhl výkonu 56 W (4  $\Omega$ ) a 28 W (8  $\Omega$ ). V tomto případě je názorně vidět vliv bootstrapu, díky kterému je výstupní výkon TDA1514A vyšší. Protože je zesílení zesilovačů různé, jsou různé i vstupní citlivosti potřebné pro plné vybuzení. Navržený zesilovač má oproti TDA 1514A nižší výstupní šumové napětí, rychlost přeběhu je téměř srovnatelná. Nižší horní mezní frekvence je dána vstupním filtrem, který je u zesilovače s TDA nastaven výš. Horní mezní frekvence není v tomto případě podstatná. Všechny naměřené hodnoty jsou shrnuty v tab. 1.

Výhodou výkonového zesilovače z diskretních součástek je možnost úpravy parametrů změnou součástek, a především znalost zapojení. Výhodou integrovaného obvodu je naopak jednoduchost, kdy je vše již nastaveno a stačí k obvodu připojit několik pasivních součástek a obvod je ihned funkční a jeho vlastnosti jsou velmi dobré. Obě zařízení jsou plně funkční.

Přípravek je vybaven přepínačem „ss vazby“, který v poloze „OFF“ zkratuje  $C_1$  a  $C_3$  a umožní tak zesilovači pracovat od stejnosměrných signálů.

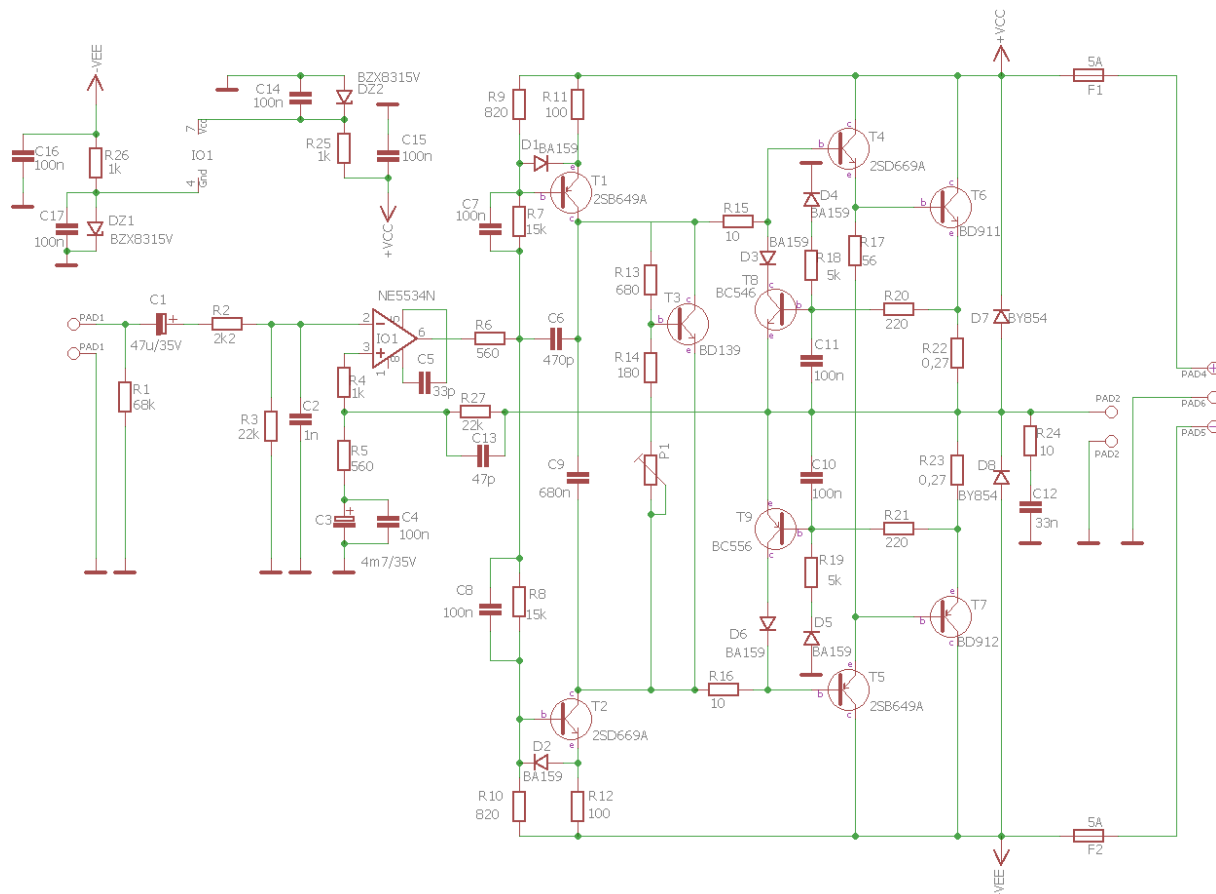
## 11. Použitá literatura

- [1] ČERMÁK, J. *Kurs polovodičové techniky*. Praha: SNTL, 1976. 432 s. ISBN 04-540-76
- [2] BUDÍNSKÝ, J. *Nízkofrekvenční tranzistorové zesilovače*, Praha: SNTL, 1961. 251 s.
- [3] KOTISA, Z. *NF zesilovače – 3. díl Tranzistorové výkonové zesilovače*. Praha: BEN – technická literatura, 2003. 95 s. ISBN 80-7300-065-2
- [4] LÁNÍČEK, R. *Elektronika – obvody, součástky, děje*, Praha: BEN – technická literatura, 1998. 479 s., ISBN 80-86056-25-2
- [5] DUDEK, P. *Teorie zesilovače podle Pavla Dudka*, [online], 1997  
<https://www.hifiporadna.cz/teorie-zesilovace-podla-pavla-dudka-a259>
- [6] KELLNER, P. *Základy nf techniky*, Amatérské rádio, 1973/5
- [7] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektronice*, BEN – technická literatura, 1996, 467 s. ISBN 80-901984-3-0
- [8] Wirsum, S. *Abeceda nf techniky*. Praha: BEN – technická literatura, 1998. 11 s. ISBN 80-86056-26-0
- [9] SELF, D. *Audio amplifier design, sixth edition*. Chennai: TQN Books and Journals, 2013. 715 s. ISBN 978-0-240-52613-3
- [10] Katalogový list operačního zesilovače NE5534N. TEXAS INSTRUMENTS [online], 2014  
[https://www.ti.com/lit/ds/slos070d/slos070d.pdf?ts=1612728031208&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.it%252F](https://www.ti.com/lit/ds/slos070d/slos070d.pdf?ts=1612728031208&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.it%252F)
- [11] Katalogový list tranzistoru 2SB649A. HITACHI [online], 1999  
<https://ampslab.com/Freewares/2sb649a.pdf>
- [11] Katalogový list tranzistoru 2SD669A. HITACHI [online], 1999  
[http://www.suzushoweb.com/pdf\\_file/5433ad6be89ce.pdf](http://www.suzushoweb.com/pdf_file/5433ad6be89ce.pdf)
- [12] Katalogový list tranzistoru BD139. ON SEMICONDUCTOR [online], 2007  
<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/BD139-D.PDF>
- [13] Katalogový list tranzistoru BD911. ST MICROELECTRONICS [online], 1999  
<https://www.st.com/resource/en/datasheet/bd911.pdf>

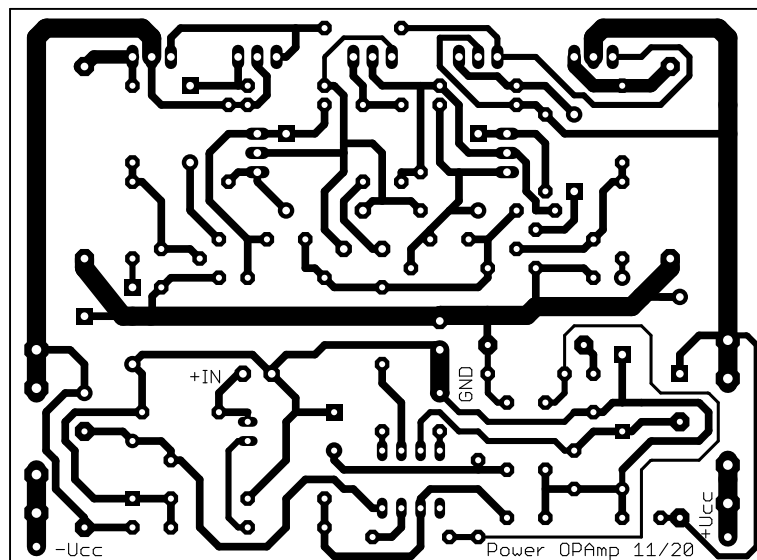
- [14] Katalogový list tranzistoru BD912. ST MICROELECTRONICS [online], 1999  
<https://www.st.com/resource/en/datasheet/bd912.pdf>
- [15] Katalogový list tranzistoru BC546. FAIRCHILD SEMICONDUCTOR [online], 2002  
<https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/BC546.pdf>
- [16] Katalogový list tranzistoru BC556. FAIRCHILD SEMICONDUCTOR [online], 2002  
<https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/BC556.pdf>
- [17] Katalogový list tranzistoru MJE350. ON SEMICONDUCTOR [online], 2017  
<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE350-D.PDF>
- [18] Katalogový list tranzistoru MJE340. ON SEMICONDUCTOR [online], 2017  
<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE340-D.PDF>
- [18] Katalogový list tranzistoru MJE15030, MJE15031. ON SEMICONDUCTOR [online], 2014  
<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE15028-D.PDF>
- [19] Katalogový list tranzistoru MJE15003. ON SEMICONDUCTOR [online], 2014  
<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJ15003-D.PDF>
- [20] Katalogový list tranzistoru MJE15004. ON SEMICONDUCTOR [online], 2014  
<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJ15004-D.PDF>
- [21] Katalogový list tranzistoru TDA1514A. PHILIPS SEMICONDUCTORS [online], 1992  
<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/philips/TDA1514.pdf>
- [22] KONCOVÉ STUPNĚ S TRANZISTORY MJ15003 a MJ15004 [online], 2007  
<http://www.ebastlirna.cz/modules.php?name=Forums&file=viewtopic&t=16488&postdays=0&postorder=asc&start=0>

## 12. Přílohy

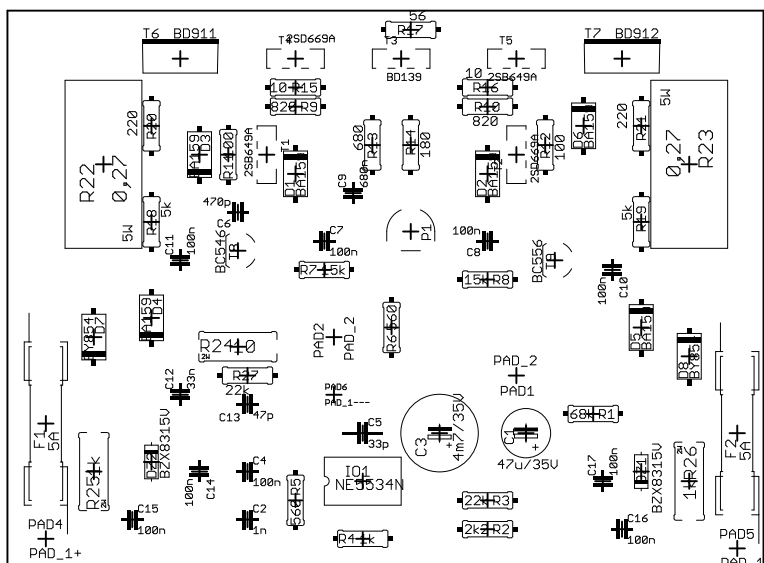
### 1) Schéma zesilovače vyexportované z programu Eagle



### 2) Deska plošných spojů (100x65mm)



### 3) Osazovací plán



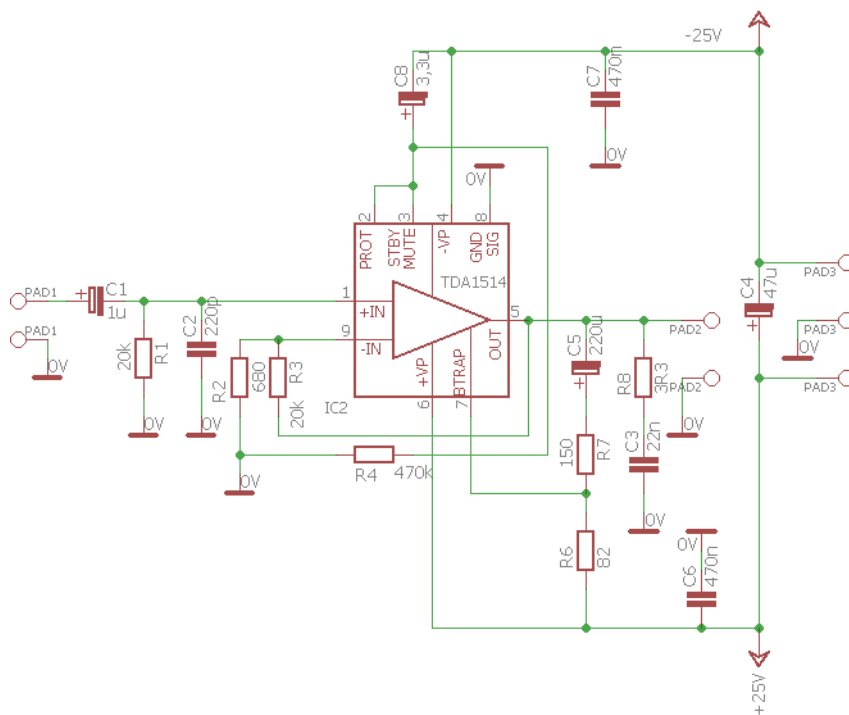
### 4) BOM

Qty	Value	Device	Package	Parts	Description
1	150	TRIMRPT6V	PT6V	P1	Trimr
2	0,27	R__5W	R-_5W	R22, R23	Rezistor
2	10	R_10	R-10	R15, R16	Rezistor
1	10	R__2W	R-_2W	R24	Rezistor
2	100	R_10	R-10	R11, R12	Rezistor
9	100n	C-KER_5	C-5	C4, C7, C8, C10, C11, C14, C15, C16, C17	Kondenzator - keramicky
2	15k	R_10	R-10	R7, R8	Rezistor
1	180	R_10	R-10	R14	Rezistor
1	1k	R_10	R-10	R4	Rezistor
2	1k	R__2W	R-_2W	R25, R26	Rezistor
1	1n	C-KER_5	C-5	C2	Kondenzator - keramicky
2	220	R_10	R-10	R20, R21	Rezistor
2	22k	R_10	R-10	R3, R27	Rezistor
2	2SB649A	BD140	TO-126S	T1, T5	Tranzistor PNP - Vykonovy - Ic=1,5A
2	2SD669A	BD139	TO-126S	T2, T4	Tranzistor NPN - Vykonovy - Ic=1,5A
1	2k2	R_10	R-10	R2	Rezistor
1	33n	C-KER_5	C-5	C12	Kondenzator - keramicky
1	33p	C-KER_7,5	C-7,5	C5	Kondenzator - keramicky
1	470p	C-KER_5	C-5	C6	Kondenzator - keramicky

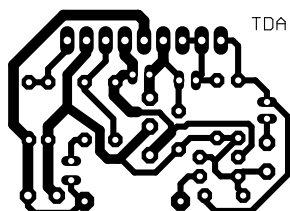
1	47p	C-KER_5	C-5	C13	Kondenzator - keramicky
1	47u/35V	C-EL_2,5	C-EL_2,5	C1	Kondenzator - elektrolytický
1	4m7/35V	C-EL_5	C-EL_5	C3	Kondenzator - elektrolytický
1	56	R_10	R-10	R17	Rezistor
2	560	R_10	R-10	R5, R6	Rezistor
2	5A	FUSESHH	FUSE_SHH	F1, F2	Pojistkove pouzdro
2	5k	R_10	R-10	R18, R19	Rezistor
1	680	R_10	R-10	R13	Rezistor
1	680n	C-KER_5	C-5	C9	Kondenzator - keramicky
1	68k	R_10	R-10	R1	Rezistor
2	820	R_10	R-10	R9, R10	Rezistor
6	BA159	BA159	DO41	D1, D2, D3, D4, D5, D6	Rychlá dioda - 1A, 1000V
1	BC546	BC546	TO-92	T8	Tranzistor NPN - Univerzalni NF - Ic=0,1A
1	BC556	BC556	TO-92	T9	Tranzistor PNP - Univerzalni NF - Ic=0,1A
1	BD139	BD139	TO-126S	T3	Tranzistor NPN - Vykonovy - Ic=1,5A
1	BD911	BD711	TO-220S	T6	Tranzistor NPN - Vykonovy - Ic=12A
1	BD912	BD912	TO-220S	T7	Tranzistor PNP - Vykonovy - Ic=15A
2	BY854	D_10	DO41	D7, D8	Dioda - univerzální
2	BZX8315V	D- BZX83V_0,5W- ZENER	DO35	DZ1, DZ2	Zenerova dioda
1	NE5534N	AD620	DIL8	IO1	Pristrojovy zesilovac
1	PAD_1+	PAD_1+	PAD_1	PAD4	Pajeci bod - 2,54 mm prumer, + kladny
1	PAD_1-	PAD_1-	PAD_1	PAD5	Pajeci bod - 2,54 mm prumer, - zaporny
1	PAD_1---	PAD_1---	PAD_1---	PAD6	Pajeci bod - 2,54 mm, oval
2	PAD_2	PAD_2	PAD_2	PAD1, PAD2	Pajeci bod - 2,54 mm prumer - 2x



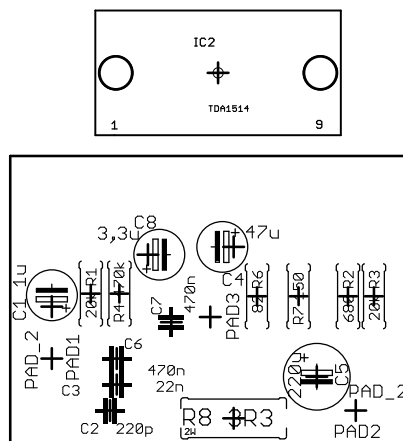
## 5) Schéma obvodu s TDA1514 z programu Eagle



## 6) Deska plošných spojů (40x30mm)



## 7) Osazovací plán



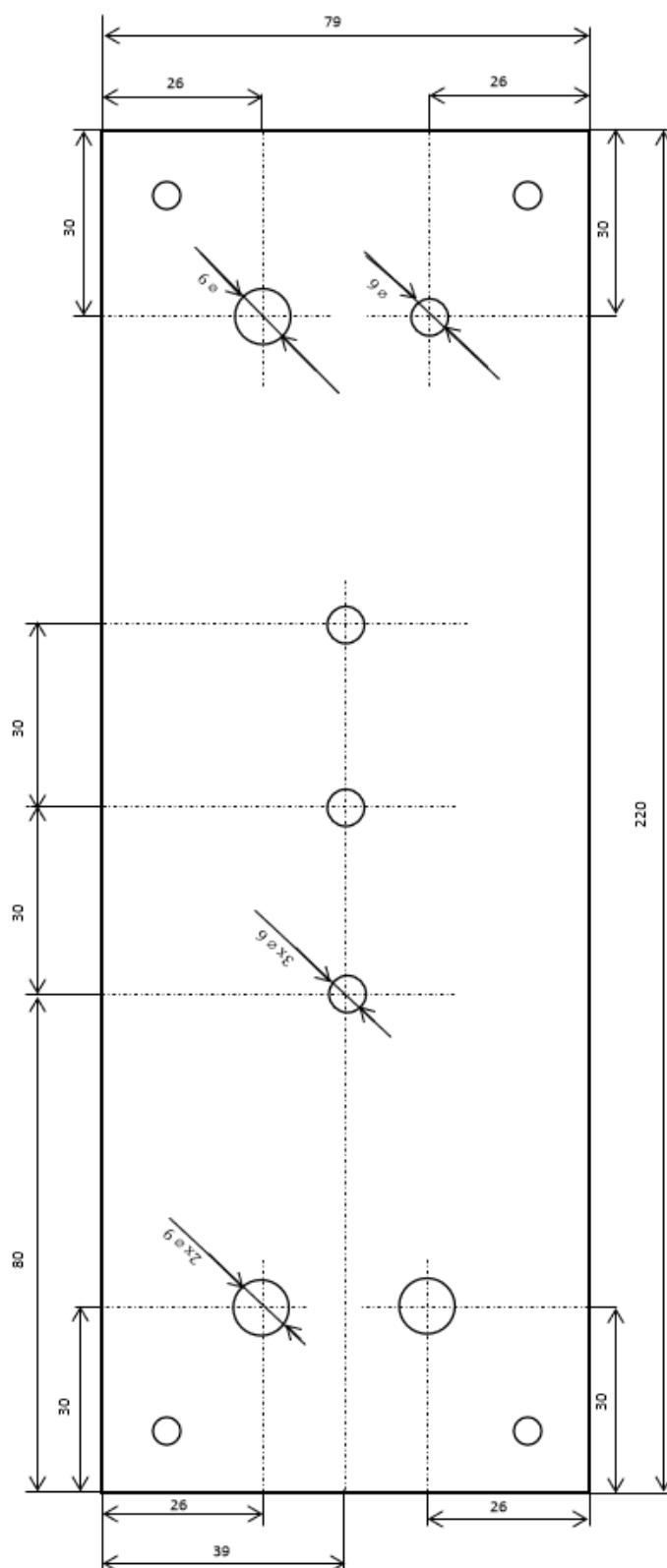
## 8) BOM

Qty	Value	Device	Package	Parts	Description
1	150	R_7,5	R-7,5	R7	Rezistor
1	1u	C-EL_2	C-EL_2	C1	Kondenzator - elektrolytický
2	20k	R_7,5	R-7,5	R1, R3	Rezistor
1	220p	C-KER_5	C-5	C2	Kondenzator - keramický
1	220u	C-EL_2,5	C-EL_2,5	C5	Kondenzator - elektrolytický
1	22n	C-KER_5	C-5	C3	Kondenzator - keramický
1	3,3u	C-EL_2	C-EL_2	C8	Kondenzator - elektrolytický
1	3R3	R_2W	R- 2W	R8	Rezistor
1	470k	R_7,5	R-7,5	R4	Rezistor
2	470n	C-KER_5	C-5	C6, C7	Kondenzator - keramický
1	47u	C-EL_2	C-EL_2	C4	Kondenzator - elektrolytický
1	680	R_7,5	R-7,5	R2	Rezistor
1	82	R_7,5	R-7,5	R6	Rezistor
2	PAD_2	PAD_2	PAD_2	PAD1, PAD2	Pajeci bod - 2,54 mm prumer - 2x
1	PAD_3	PAD_3	PAD_3	PAD3	Pajeci bod - 2,54 mm prumer - 3x
1	TDA1514	TDA1514	TDA1514	IC2	

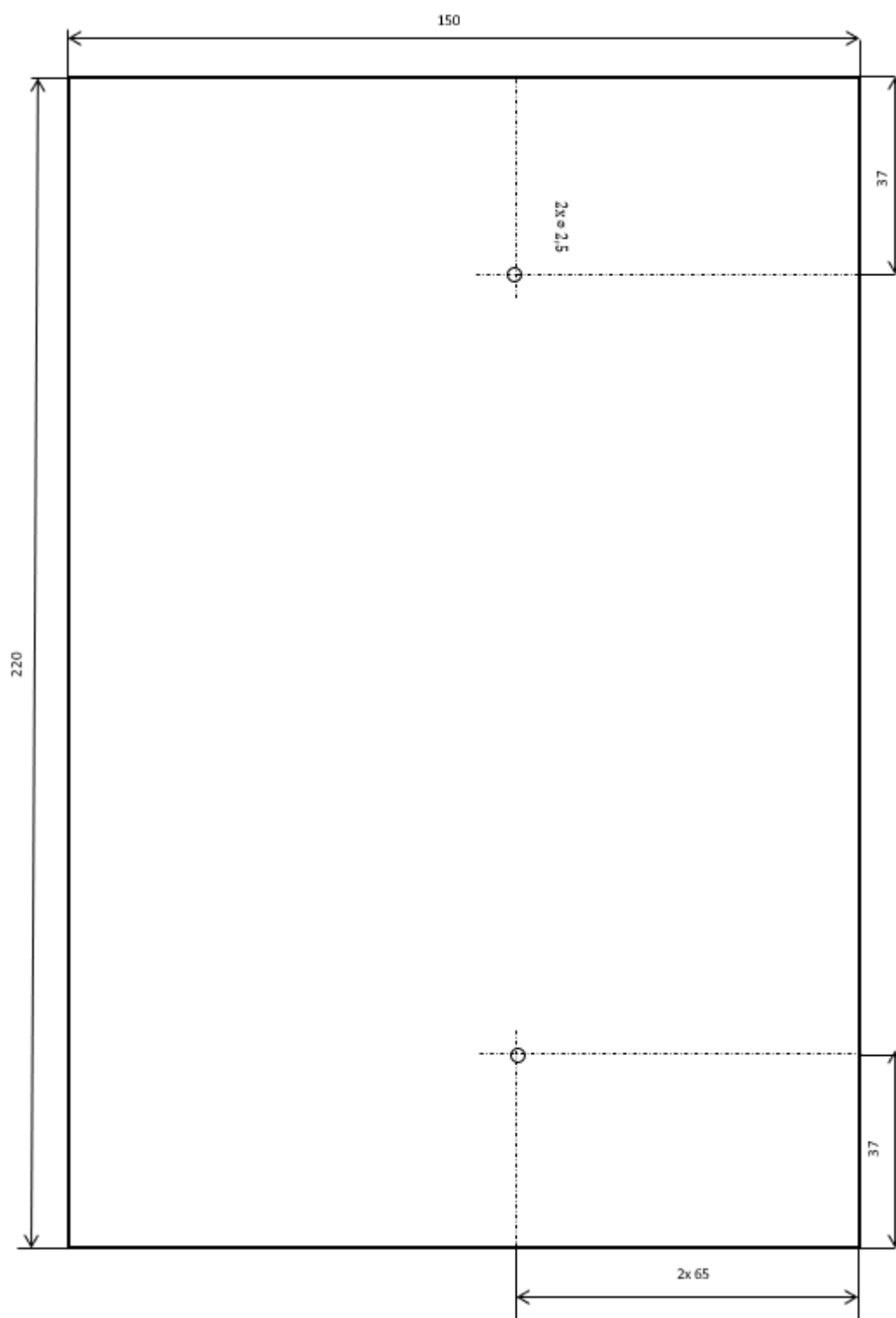
# 9) Tabulky s naměřenými a vypočtenými hodnotami pro frekvenční charakteristiky

u <sub>1</sub> =100mV	Zesilovač		TDA514A	
f [Hz]	u <sub>2</sub> [V]	a <sub>u</sub> [dB]	u <sub>2</sub> [V]	a <sub>u</sub> [dB]
0	4,15	32,4	2,96	29,4
1	4,17	32,4	2,96	29,4
2	4,18	32,4	2,96	29,4
3	4,18	32,4	2,96	29,4
4	4,18	32,4	2,96	29,4
5	4,18	32,4	2,96	29,4
6	4,18	32,4	2,96	29,4
7	4,18	32,4	2,96	29,4
8	4,18	32,4	2,96	29,4
9	4,18	32,4	2,96	29,4
10	4,18	32,4	2,96	29,4
20	4,18	32,4	3,00	29,5
50	4,18	32,4	3,02	29,6
100	4,19	32,4	3,03	29,6
200	4,19	32,4	3,04	29,7
500	4,19	32,4	3,04	29,7
1000	4,21	32,5	3,05	29,7
2000	4,21	32,5	3,09	29,8
5000	4,21	32,5	3,09	29,8
10000	4,16	32,4	3,11	29,9
20000	4,01	32,1	3,12	29,9
30000	3,83	31,7	3,14	29,9
40000	3,63	31,2	3,14	29,9
50000	3,42	30,7	3,14	29,9
60000	3,21	30,1	3,14	29,9
70000	3,01	29,6	3,16	30,0
80000	2,82	29,0	3,17	30,0
90000	2,63	28,4	3,19	30,1
100000	2,47	27,9	3,22	30,2
			3,3	30,4
			3,4	30,6
			3,4	30,6
			3,4	30,6
			2,8	28,9
			2,67	28,5
			2,56	28,2
			2,41	27,6
			2,21	26,9
			2	26,0

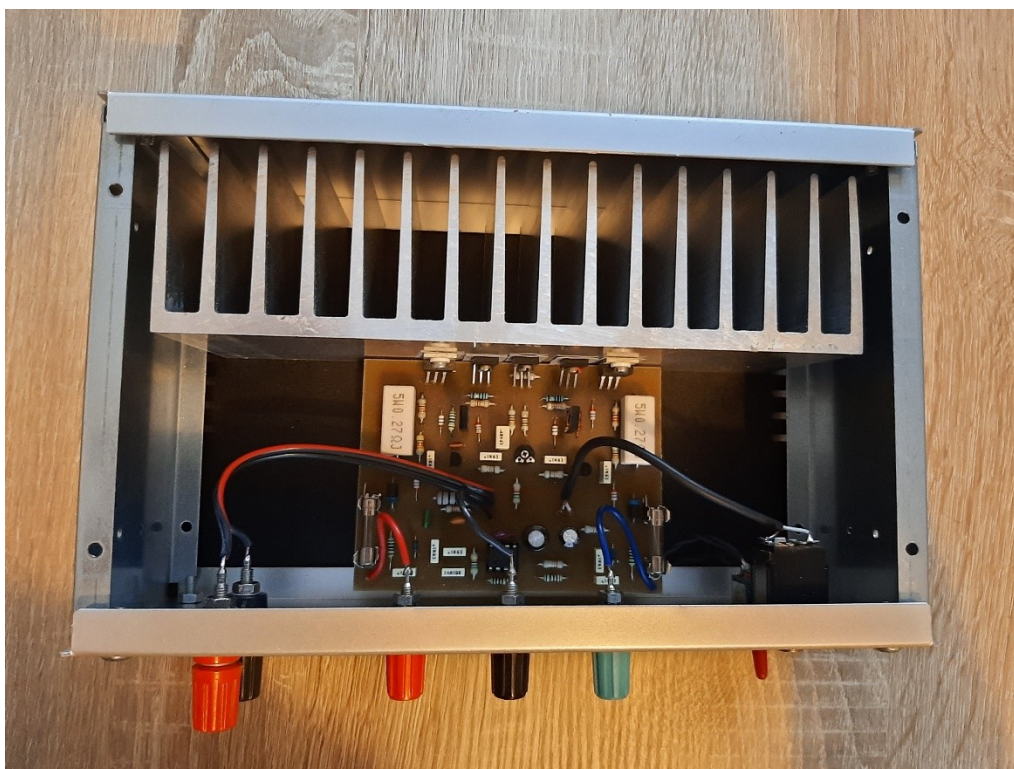
10) Rozměrový výkres přístrojové skříňky pro vyvrtání otvorů – čelní panel (1:1)



**11) Rozměrový výkres přístrojové skříňky pro vyvrtání otvorů pro připevnění chladiče – spodní strana (1:1)**



**12) Fotografie vnitřního uspořádání přípravku**



**13) Fotografie přípravku**



#### 14) Fotografie testovacího obvodu s TDA1514A

